

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

MOTOR SÍNCRONO MONOFÁSICO A IMÃS PERMANENTES
COM PARTIDA DIRETA DA REDE

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

CLÁUDIA ANDRÉA DA SILVA

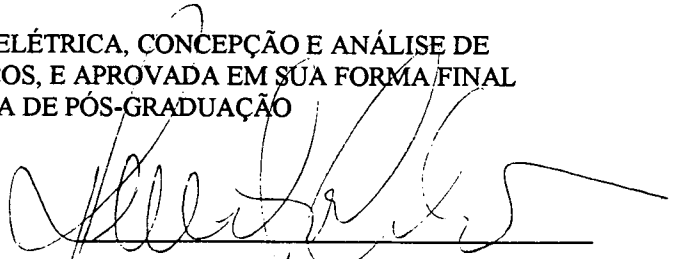
FLORIANÓPOLIS, NOVEMBRO - 1994

MOTOR SÍNCRONO MONOFÁSICO A IMÃS PERMANENTES
COM PARTIDA DIRETA DA REDE

CLÁUDIA ANDRÉA DA SILVA

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO
TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA

ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA, CONCEPÇÃO E ANÁLISE DE
DISPOSITIVOS ELETROMAGNÉTICOS, E APROVADA EM SUA FORMA FINAL
PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO

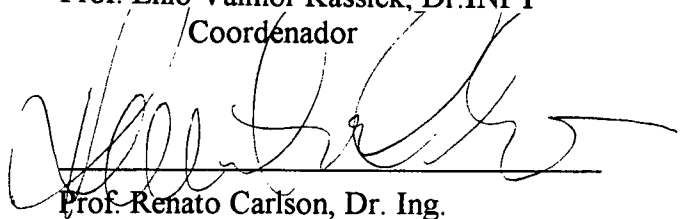


Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.
Orientador




Prof. Enio Valmor Kassick, Dr. INPT
Coordenador

BANCA EXAMINADORA:



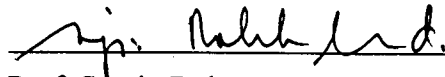
Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.



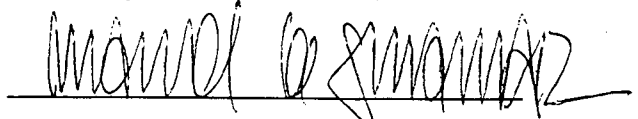
Prof. Michel Lajoie-Mazenc, Dr. Toulouse



Prof. Nelson Sadowski, Dr. INPT



Prof. Sergio Roberto Arruda, M. Sc.



Engenheiro Marcos G. Schwarz, EMBRACO

Às lindas e doces crianças
Priscila e Luana. Amo vocês.

À Deus, luz que me guia.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, professor Renato Carlson, por sua objetividade e amizade no decorrer de todo o trabalho. Seu espírito crítico e realizador foi essencial para que as metas fossem alcançadas.

Ao professor Nelson Sadowski, que com sua reconhecida inteligência e competência não poupou esforços e paciência para esclarecer minhas dúvidas a respeito do programa de simulação.

Ao professor Michel Lajoie-Mazenc por suas observações e sugestões inteligentes.

Ao professor Sérgio R. Arruda, grande conhecedor de máquinas elétricas por sua atenção, sugestões e esclarecimentos. Sua participação foi enriquecedora.

Ao engenheiro Marcos G. Schwarz pelas excelentes sugestões, atenção e esforço empregado para que as experimentações necessárias se realizassem.

Aos engenheiros Dokonal, Cesar e todos os funcionários da EMBRACO envolvidos com o processo dos protótipos e simulação dos mesmos.

Ao CNPQ pela ajuda financeira em forma de bolsa.

À EMBRACO pela valorização da pesquisa e cooperação prestada.

À todos os colegas do GRUCAD pelo carinho, respeito e informações trocadas. Foi maravilhoso trabalhar ao lado de vocês. Um agradecimento especial ao analista Beto pelo socorro prestado sempre que as estações de trabalho resolviam testar meus nervos.

Aos amigos que sempre me incentivaram e apoiaram.

Aos meus amados pais pelo exemplo de coragem e determinação. Com seu amor e apoio tornaram mais este sonho possível.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma metodologia eficaz para o estudo e desenvolvimento de motores síncronos a ímãs permanentes.

Inicialmente é feita uma apresentação das características gerais do motor síncrono a ímãs permanentes (MSIP) obtidas em uma extensa pesquisa bibliográfica . A seguir a metodologia a ser aplicada no desenvolvimento do motor síncrono é proposta. É feita a aplicação do modelo numérico no motor de indução monofásico industrial como forma de validar o instrumento de trabalho.

Após a validação do método, o mesmo é empregado em um primeiro protótipo construído a partir do motor monofásico estudado. Análise de resultados práticos e experimentais sugerem modificações na estrutura e deste modo um segundo protótipo é construído .

O segundo protótipo mantém as dimensões do primeiro protótipo. Simulações com variação de parâmetros da máquina assim como do circuito externo de alimentação são realizadas. O estudo dos resultados fornecem dados importantes para a otimização do projeto os quais são apresentados no final deste trabalho.

ABSTRACT

The aim of this work is to show an efficient methodology to the study and development of permanent magnet synchronous motors.

At first, a presentation of the general characteristic of the synchronous motor based on extensive bibliography is made. After that , the methodology is proposed. To validate the work tool the numerical model is applied to an industrial induction motor.

After validation of the work tool it is applied in the first prototype. This prototype was built from the studied induction motor.

Practical and experimental results suggest changes in the structure, then a second prototype is built.

The second prototype keep the same dimensions of the first prototype. Simulations with machine parameters and feeding external circuit variations are made.

The study of the results give us important informations that will be used to improve the project.

SUMÁRIO

RESUMO..... vi

ABSTRACT.....vii

INTRODUÇÃO..... xi

CAPÍTULO 1 - CARACTERÍSTICAS GERAIS DO MOTOR SÍNCRONO A
IMÃS PERMANENTES

1.1 - Introdução..... 1

1.2 - Características construtivas..... 1

1.3 - Características de funcionamento..... 4

1.4 - Dificuldades na determinação de parâmetros de projeto..... 5

1.5 - Os diferentes tipos de imãs permanentes..... 6

1.6 - Conclusão..... 9

CAPÍTULO 2 - MODELIZAÇÃO DE MÁQUINAS ELÉTRICAS PELA SOLUÇÃO
SIMULTÂNEA DE EQUAÇÕES ELÉTRICAS E DE CAMPO

2.1 - Introdução..... 10

2.2 - Metodologia

2.2.1 - Equações da estrutura eletromagnética..... 10

2.2.2 - O Método de Elementos Finitos..... 12

2.2.3 - Acoplamento das equações do campo eletromagnético com as
equações do circuito de alimentação..... 14

2.2.4 - Movimento do rotor	
a) Princípio da Banda de Movimento.....	16
2.2.5 - Acoplamento eletromagnético, elétrico, mecânico.....	18
2.2.6 - Metodologia de resolução.....	18
2.3 - Validação da Metodologia	
2.3.1 - Estrutura da máquina.....	19
2.3.2 - Circuito elétrico de alimentação.....	20
2.3.3 - Partida do motor de indução monofásico (FGT70).....	23
2.4 - Conclusão.....	32

CAPÍTULO 3 - ANÁLISE DO MOTOR SÍNCRONO MONOFÁSICO

A IMÃS DE NdFeB

3.1 - Introdução.....	33
3.2 - Descrição da estrutura.....	33
3.3 - Análise do motor operando a vazio	
3.3.1 - Determinação da f.e.m. e da corrente de rotor bloqueado.....	34
3.3.2 - Partida do motor (Condutividade do alumínio corrigida).....	38
3.4 - Simulações do motor síncrono em carga	
3.4.1 - Primeira simulação	45
3.4.2 - Segunda simulação.....	47
3.5 - Ensaio do motor síncrono em carga.....	50
3.6 - Conclusão.....	53

CAPÍTULO 4 - ANÁLISE DO MOTOR SÍNCRONO MONOFÁSICO

A IMÃS DE FERRITE

4.1 - Introdução	54
4.2 - Definição da estrutura.....	54
4.3 - Simulação da máquina a NdFeB operando a vazio	
4.3.1 - Determinação da força eletromotriz a vazio.....	55
4.3.2 - Partida com tensão nominal de 150 Volts eficaz.....	57
4.4 - Ensaio do motor síncrono a NdFeB operando em carga.....	60
4.5 - Simulação da máquina operando a imãs de Ferrite	
4.5.1 - Partida do motor a vazio.....	62
4.5.2 - Efeito de variação de parâmetros de projeto	
a) Variação da tensão aplicada.....	64
b) Variação da resistência das barras do rotor.....	64
c) Capacitor de partida.....	66
4.6 - Simulação do motor síncrono a Ferrite em carga.....	69
4.6.1 - Primeira simulação.....	69
4.6.2 - Segunda simulação.....	70
4.6.3 - Terceira simulação.....	74
4.7 - Conclusão.....	75
CONCLUSÃO GERAL.....	76
ANEXO.....	78
BIBLIOGRAFIA.....	81

INTRODUÇÃO

Os motores de indução devido as suas características de robustez, simplicidade de construção e pequena variação da velocidade com a carga aplicada, tem sido largamente empregados na indústria desde sua concepção em 1888. No entanto, a maioria dos motores que predominam nas aplicações industriais e domésticas não possuem rendimento elevado. Principalmente em baixas potências introduzem reativos na rede baixando o fator de potência, consumindo bem mais potência do que pode oferecer no eixo.

A partir dos anos 70 a possibilidade de uma crise energética mundial começou a ser discutida (a primeira crise energética aconteceu em 1973) e com isso a preocupação em economizar energia aumentou. Conseqüentemente buscar alternativas para tal tornou-se indispensável já que a expansão do sistema de geração e transmissão de energia só é possível a longo prazo.

Por esta razão, o desenvolvimento de máquinas e equipamentos mais eficazes e que colaborem para a economia de energia tornou-se uma tendência mundial.

Nos últimos 10 anos muitos trabalhos foram publicados com resultados de estudos feitos com motores síncronos trifásicos a imãs permanentes. Com características de alto rendimento e alto fator de potência estes motores seriam ideais para substituir os motores de indução, principalmente onde o regime de serviço é contínuo.

Avanços constantes nos materiais imãs permanentes introduziram no mercado imãs de alto valor de energia. Apesar do preço destes materiais ainda não ser baixo a nível comercial, estudos continuam sendo feitos de forma a justificar sua aplicação a nível industrial, ou seja, garantir uma boa relação custo/benefício.

Em 1984 de acordo com estudos feitos por T.J.Miller, à época trabalhando na General Electric Company, as perdas dos motores de indução trifásicos responsáveis pela conversão de 50% da energia gerada nos Estados Unidos eram de aproximadamente 8.3×10^{10} kWh por ano.[38]. Cálculos preliminares mostravam que 2.8×10^{10} kWh poderiam ser salvos anualmente através do emprego de motores a imãs permanentes (30% de perdas a menos que o motor de indução). Isso era equivalente a uma economia de mais ou menos 20 milhões de barris de óleo/ano.

A diferença do custo inicial do motor a imãs em relação ao motor de indução de alta eficiência seria recuperado na economia do custo operacional em 2 anos a um tempo de operação de 4000 horas por ano.

A tabela abaixo apresenta resultados obtidos em ensaios com motores trifásicos de alto rendimento de mesma potência[38].

Comparação de motores trifásicos de 25 Hp/1800 rpm .

	Motor de Indução de alto rendimento	Motor Síncrono a Imãs de Samário Cobalto	Motor Síncrono a Imãs de Ferrite
Diâmetro externo (mm)	298.45	298.45	298.45
Fator de potência (%)	88	92	83
Eficiência (%)	93.6	95.7	94.9

Estes indicadores despertaram o interesse da equipe de pesquisadores do GRUCAD já em 1989/1990. Naquela ocasião dois protótipos foram construídos e testados. Dificuldades em realizar os protótipos e testa-los , assim como a falta de uma ferramenta computacional de análise adequada fizeram com que os resultados obtidos não fossem conclusivos.

Em novembro de 1992 o GRUCAD (Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos) recebeu uma consulta da EMBRACO (Empresa Brasileira de Compressores S.A) a respeito destes motores. A consulta deu origem ao trabalho aqui apresentado e representa a primeira etapa de um programa de pesquisa firmado entre as partes mencionadas.

Objetivo do trabalho e seu desenvolvimento

Este trabalho tem como objetivo apresentar e aplicar uma metodologia eficaz para a análise de motores síncronos a imãs permanentes.

Os trabalhos publicados acerca destes motores são basicamente dedicados aos motores trifásicos. Pouca atenção têm sido dada aos motores monofásicos devido a dificuldade no seu projeto e análise de desempenho.

O motor síncrono desenvolvido e analisado é monofásico e foi idealizado a partir de um motor de indução monofásico industrial.

No capítulo I são apresentadas as características construtivas e de desempenho , assim como as dificuldades na determinação de parâmetros de projeto. É feita também uma breve apresentação dos tipos de imãs encontrados no mercado.

No capítulo II se propõe a metodologia de análise. Este método é aplicado ao estudo do motor de indução monofásico a fim de ser validado. São realizadas simulações e os resultados são comparados com resultados experimentais.

No capítulo III a metodologia é aplicada a um primeiro protótipo, concebido a partir de um motor de indução. São usados imãs de NdFeB. Resultados de simulação são comparados com resultados experimentais, sendo a conclusão desta análise mostrada no fim do capítulo.

No capítulo IV a metodologia é aplicada a uma segundo protótipo concebido a partir do resultado da análise feita com o primeiro protótipo. Inicialmente são feitas simulações com o motor excitado por imãs de NdFeB e seus resultados comparados com valores práticos.

A fim de adequar o protótipo ao critério de custo, os imãs de NdFeB foram substituídos por imãs de Ferrite. É feito um estudo de sensibilidade a variação de parâmetros de projeto. O resultado deste estudo é mostrado no fim do capítulo.

Sugestões para otimização do motor e seqüência de trabalho são dadas na conclusão geral.

CAPÍTULO 1 - CARACTERÍSTICAS GERAIS DO MOTOR SÍNCRONO A IMÃS PERMANENTES

1.1 - Introdução

Neste capítulo são apresentadas as características gerais dos motores síncronos a imãs permanentes (MSIP).

Inicialmente são mostradas as principais formas de construção destes motores e suas características de funcionamento baseada em extensa pesquisa bibliográfica.

Na sequência, aborda-se a dificuldade de determinação analítica de determinados parâmetros de projeto.

As principais características dos imãs empregados comercialmente são apresentadas no fim deste capítulo, com definição dos tipos a serem usados nos MSIP.

1.2 - Características Construtivas

O motor síncrono a imãs permanentes é um motor de dupla excitação do mesmo modo que os motores síncronos convencionais. No induzido, trifásico ou bifásico (monofásico com fase auxiliar) circulam correntes alternadas que dão origem ao campo girante.

No rotor, imãs permanentes substituem o enrolamento de excitação. Além destes o rotor comporta um enrolamento em gaiola para dotar a máquina de capacidade de partida.

A construção do rotor divide-se em três categorias gerais chamadas interior, periférico e pólos rasgados. Como seus nomes indicam, os imãs estão localizados dentro do rotor, na periferia do rotor e entre discos polares, sendo as duas primeiras estruturas as mais comuns[2],[3].

Para a aplicação a que se propunha este trabalho, a estrutura mais adequada é aquela com imãs interiores ao ferro do rotor. Neste caso, as propriedades mecânicas são melhores, a densidade de fluxo de entreferro fica maior e torna-se mais fácil alojar a gaiola. Do mesmo modo, a indutância de eixo em quadratura fica maior que a de eixo direto (no caso de imãs permanentes cuja permeabilidade seja semelhante à do ar, como é o caso das terras raras e das ferrites). Deste fato resulta que :

- O termo de torque de relutância é negativo.
- O torque máximo ocorre a um ângulo de torque maior que 90° ($\delta_e > 90^\circ$).

Os rotores com imãs interiores podem ser também classificados dentre várias estruturas que levam em consideração o modo como os imãs são inseridos. Dentre as mais comuns, estão as com imãs segmentados e unidos em forma de arco. Estes pequenos pedaços de imãs dispostos em cada pólo, fornecem o fluxo de excitação necessário.[4]

As outras configurações mais encontradas são aquelas com imãs retos e imãs em forma de arco dispostos circunferencialmente.

As estruturas com imãs interiores podem ainda ser classificadas em máquinas de eixo magnético orientado radialmente e circunferencialmente. A orientação radial mostrada na figura 1 confere uma densidade de fluxo a vazio no entreferro menor que a densidade de fluxo nos imãs devido ao fluxo de dispersão do rotor.

Na orientação circunferencial mostrada na figura 2, obtêm-se uma densidade de fluxo maior no entreferro (devido ao imã) pela concentração de fluxo, desde que o número de polos seja superior a 4.

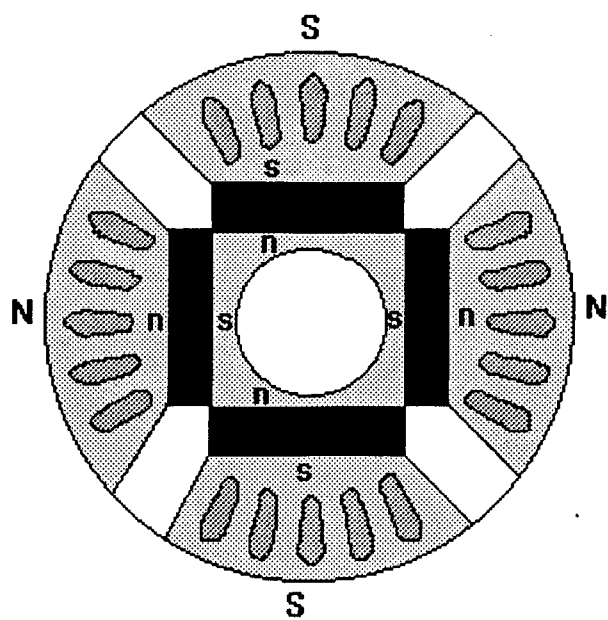


Figura 1. Imã interior ao rotor com magnetização radial.

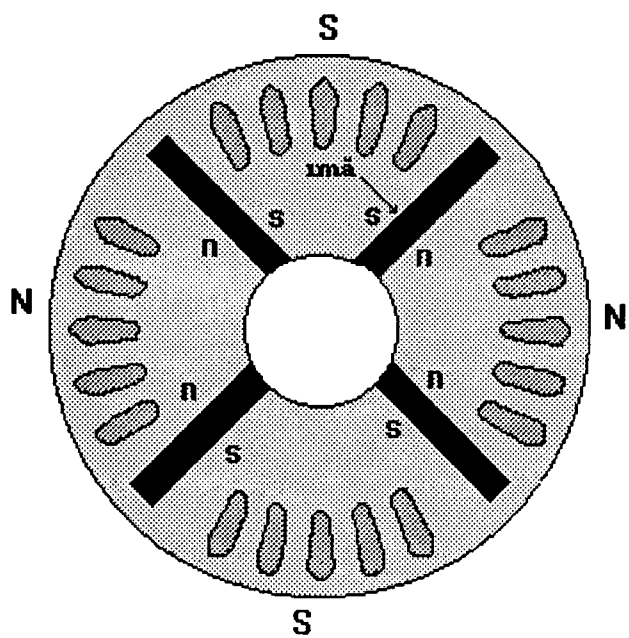


Figura 2. Imã interior ao rotor com magnetização circumferencial.

1.3 - Características de funcionamento.

A teoria de funcionamento do motor síncrono a imã permanente é semelhante a de um motor síncrono convencional operando com o enrolamento de excitação alimentado por uma fonte de corrente contínua constante.

O motor síncrono trifásico ou bifásico (monofásico com enrolamento auxiliar) quando subitamente conectado a uma fonte de tensão alternada acelerará em direção à velocidade síncrona usando a gaiola do rotor para gerar torque médio, atingindo finalmente esta velocidade através de um processo de sincronização . O torque acelerante consiste basicamente de um torque médio e de um torque pulsante . O torque médio é responsável pelo acionamento do rotor enquanto que o torque pulsante produz unicamente ruído e vibração durante a partida.

A maior diferença entre o motor de indução e o MSIP durante a partida será em correntes e torques pulsantes . Suas amplitudes para o MSIP serão geralmente similares às do motor de indução. Porém nos motores de indução esses torques e correntes pulsantes desaparecem antes que o mesmo atinja 50% da velocidade nominal enquanto nos MSIP permanecem mesmo depois que a velocidade nominal seja atingida

Dois torques podem ser identificados na partida do MSIP. O primeiro resulta da interação entre o campo magnético girante e as correntes na gaiola, o segundo resulta da interação do mesmo campo girante com o campo magnético dos imãs. Teoricamente o torque devido à gaiola desaparece quando a máquina atinge o sincronismo. Como a gaiola precisa fornecer um alto torque de rotor bloqueado e ao mesmo tempo um baixo escorregamento perto da velocidade síncrona, um rotor de dupla gaiola seria o mais apropriado[5][6].

Quando se deseja controle de conjugado , velocidade ou posição, não é mais possível a alimentação direta , havendo a necessidade de se introduzir tensão ou corrente controlada na armadura do rotor. Os valores convenientes de tensão e/ou corrente a serem aplicados podem ser obtidos graças à estruturas compostas de chaves eletrônicas como tiristores, transistores bipolares ou transistores de efeito de campo. O uso do motor síncrono a imãs em aplicações tais como manipuladores , robôs, etc, envolve métodos de controle similares aos das máquinas de corrente contínua chamadas de técnicas de orientação de campo que consiste nesta estratégia de controle de correntes[7][8].

1.4 - Dificuldades na determinação de parâmetros de projeto

Apesar dos avanços alcançados nas pesquisas com motores a imãs permanentes, uma dificuldade na sua análise é verificada. Trata-se da determinação das reatâncias de eixo direto e eixo em quadratura[9].

Uma vez que os imãs estão inseridos no ferro do rotor (imã interior), estas reatâncias são não-lineares e dependentes das condições de carga.

Devido ao efeito de saturação dos caminhos de dispersão , há uma redistribuição de fluxo que produz distorções do fluxo do entreferro. Com a distorção do fluxo, harmônicas temporais aparecem e provocam perdas adicionais. Desta forma, o uso de um modelo linear para estes motores pode levar a erros na determinação do desempenho do mesmo[8].

Vários trabalhos (motores trifásicos) apresentados nos últimos 10 anos mostram métodos de determinação das reatâncias . Estes métodos em sua grande maioria são baseados na determinação de um circuito equivalente em regime permanente. O efeito da saturação pode ou não ser considerado dependendo do método escolhido. [4][10][11][12].

Timothy J.E. Miller, em 1985, apresentou um método teórico simplificado para os motores bifásicos (monofásicos com enrolamento auxiliar) onde é possível determinar as reatâncias de eixo direto e eixo de quadratura assim como o torque médio assíncrono desde que o sistema seja balanceado[13].

Para motores monofásicos com enrolamento auxiliar em que os dois enrolamentos da armadura sejam diferentes (número de espiras, distribuição, ...) os métodos de análise se tornam mais complicados.

1.5 - Os diferentes tipos de ímãs permanentes

As f.e.m. induzidas em cada fase do enrolamento estatórico são originadas pela variação do fluxo concatenado gerado pelos ímãs. Os ímãs podem ser considerados como fontes de fluxo no entreferro e poderiam ser modelizados por uma fonte de corrente alimentando uma bobina de campo no eixo direto.

Uma das etapas do projeto de um motor síncrono a ímãs permanentes, tanto em magnetização radial como paralela, é a especificação das dimensões dos ímãs. A geometria do ímã a ser utilizado é de extrema importância pois influencia diretamente na forma de onda do fluxo no entreferro. Uma boa escolha pode reduzir significativamente o conteúdo harmônico da f.e.m e do torque de relutância.[14].

Associado a este aspecto de geometria é necessário também escolher o ímã permanente mais adaptado à função entre os que estão disponíveis para aplicações em pequenos e médios motores.

Os ímãs permanentes tiveram seu maior desenvolvimento a partir de 1945, com a utilização comercial de ligas compostas de alumínio, níquel, cobalto e ferro (ALNICO). Estas ligas são caracterizadas por uma alta densidade de fluxo residual mas podem ser facilmente desmagnetizadas devido ao baixo valor de campo coercitivo H_c . São altamente estáveis contra vibrações e têm a zona de temperatura muito vasta (até 500 graus centígrados). Entretanto , são mecânicamente duras , impossíveis de forjar, difíceis de usinar exceto por desgaste ou métodos especiais como erosão ou faísca. Tipicamente possuem uma força coercitiva de 46 a 60 kA/m, densidade de fluxo residual de 1,3 a 1,5 Tesla e energia resultante de 36 a 43 kJ/m³ . O ALNICO não se comporta como o ar e possui um permeabilidade relativa de 2,6 a 4,4.

A partir dos anos 50, foram introduzidos no mercado ferrites de estrôncio, chumbo ou bário. As ferrites são baratas mas limitadas por sua baixa energia máxima, devido ao seu baixo valor de fluxo residual. São resistentes a desmagnetização e podem ser usadas a altas temperaturas (400 °C). O valor característico de densidade de fluxo residual é de 0,21 a 0,34 Tesla, força coercitiva de 140 a 240 kA/m e energia resultante de 7,64 a 22,9 kJ/m³[52].

Outro material usado é o ímã composto de terras raras (Samário) e cobalto que entrou no mercado a partir de 1975. Estes materiais são mais adequados para aplicações em motor pois possuem alta remanência e alta coercitividade. Sua resistência à desmagnetização é muito boa mas seu custo elevado impede uma utilização em grande escala. O valor característico de densidade de fluxo residual é de 0,95 a 1,05 Tesla, força coercitiva de 500 a 800 kA/m e energia resultante de 150 a 200 kJ/m³[4][15].

Desenvolvimento recente de ímãs permanentes de alta energia tem aberto a possibilidade do uso em grande escala de motores a ímãs. A novidade fica por conta do NdFeB anunciado a partir de 1983. Este ímã tem propriedades notáveis, superiores aos ímãs de terras

raras com cobalto , com altas remanência e coercitividade, além de alto produto de energia. Tem valor característico de densidade de fluxo residual de 1,03 a 1,13 Tesla, força coercitiva de 770 a 900 kA/m e energia resultante de 320 kJ/m³. Sua aplicação em casos onde a variação de temperatura é muito grande não é possível. Suas propriedades físicas e magnéticas são afetadas a temperaturas superiores a 150 °C.

Convém salientar que todos os tipos de imãs estão sujeitos à alteração em suas propriedades com a variação acentuada da temperatura ou seja sofrerão alguma perda de magnetização com o aquecimento.

Dentre os tipos de imãs apresentados os imãs de Ferrite, Samário-Cobalto e NdFeB são os mais indicados para os motores síncronos a imãs permanentes. A Ferrite é o que melhor se adapta ao critério de custo mas perde para os imãs de Samário e Neodímio em densidade de energia.

Conclui-se portanto que a escolha dependerá do tipo de motor a ser construído, do desempenho desejado, assim como da análise de custo.

Algumas propriedades importantes destes diferentes tipos de imãs são comparados na figura 3 a seguir.

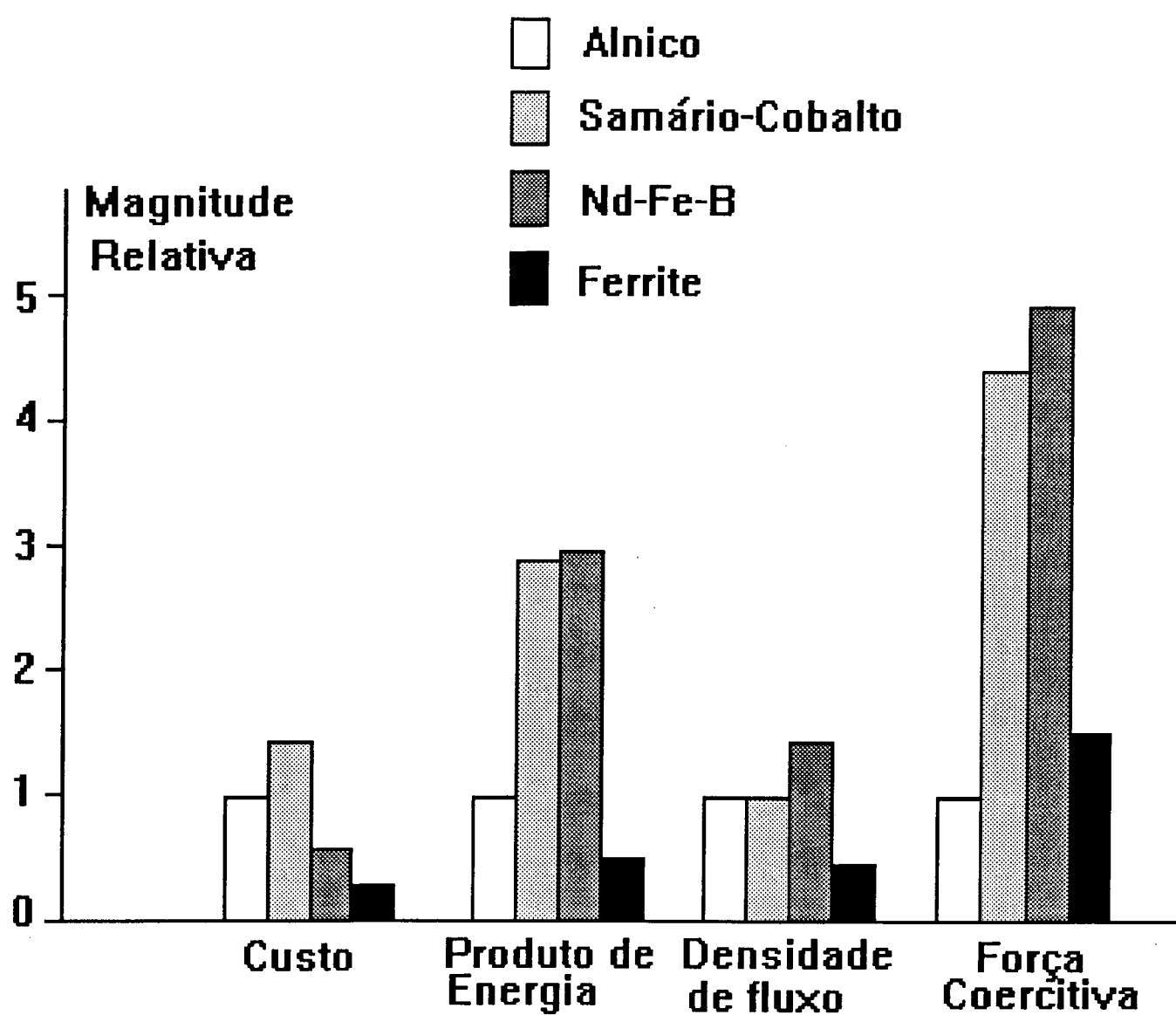


Figura 3. Tabela comparativa de ímãs permanentes

1.6 - Conclusão

As características de projeto e desempenho do motor síncrono a imãs permanentes assim como os principais imãs encontrados no mercado foram apresentados.

Com boas características de desempenho e baixo custo, o motor de indução tem sido empregado em larga escala na indústria desde sua invenção. Existe porém a tendência natural de querer obter máquinas mais eficazes e de custo aceitável. O motor síncrono a imãs permanentes tem sido estudado nos últimos 10 anos como uma possível solução para atender a esta necessidade pois apresenta características de alto rendimento e alto fator de potência.

O seu uso a nível industrial ainda depende de estudos mais conclusivos mas sabe-se, que possui um mercado aberto principalmente para pequenos e médios motores.

CAPÍTULO 2- MODELIZAÇÃO DE MÁQUINAS ELÉTRICAS PELA SOLUÇÃO SIMULTÂNEA DE EQUAÇÕES ELÉTRICAS E DE CAMPO

2-1- Introdução

As máquinas elétricas consistem de uma estrutura eletromagnética que comporta um circuito magnético (por onde circula o fluxo magnético) e um conjunto de fontes de campo (condutores e ímãs permanentes).

É possível encontrar trabalhos relativos ao modelamento de máquinas de indução trifásicas por meio do Método de Elementos Finitos em duas dimensões acoplado às equações de circuito elétrico externo (circuito de alimentação). Nestas simulações aplicou-se formas de ondas conhecidas nos enrolamentos do estator. O circuito elétrico externo é reduzido à resistência do estator em série com uma indutância de dispersão.

O motor de indução monofásico industrializado pela EMBRACO(FGT70), a partir do qual será construído o motor síncrono a ímãs permanentes possui ranhuras com um número diferente de espiras. O circuito elétrico exterior apresenta características de funcionamento variáveis no tempo e desta forma o problema torna-se mais difícil.

Neste capítulo é apresentada a metodologia empregada neste trabalho. A apresentação é baseada no trabalho - Modelização das Máquinas Elétricas a partir das Equações de Campo levando em conta o Movimento e o Circuito de Alimentação - (Software EFCAD - GRUCAD)[37].

Faz-se na sequência a aplicação deste método de estudo ao motor de indução monofásico como forma de validação do mesmo.

2-2- Metodologia

2-2-1- Equações da estrutura eletromagnética

Seja um sistema magnético bidimensional onde as equações que o descrevem utilizam o potencial vetor magnético. As equações que descrevem as estruturas eletromagnéticas comportando condutores grossos (onde a corrente não é uniformemente distribuída ao longo da secção transversal) ou finos (onde uma densidade de corrente uniforme é suposta), alimentados por uma fonte de tensão são dadas por :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[v \frac{\partial A}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[v \frac{\partial A}{\partial y} \right] - \sigma \frac{\partial A}{\partial t} + \frac{N_{co}}{S_f} I_f + \frac{\sigma}{L} U_m = \frac{\partial B_{oy}}{\partial x} - \frac{\partial B_{ox}}{\partial y} \quad (1.a)$$

$$U_m = R_m I_m + R_m \iint_{S_m} \sigma \frac{\partial A}{\partial t} ds \quad (1.b)$$

$$U_f = R_f I_f + l \frac{d}{dt} I_f + \frac{N_{co} L}{S_f} \iint_{S_f} \frac{\partial A}{\partial t} ds \quad (1.c)$$

onde :

A é o potencial vetor magnético,

v é o inverso da permeabilidade magnética μ ,

σ é a condutividade elétrica,

N_{co} é o número de espiras do enrolamento de condutores finos,

S_f é a área da região onde existe corrente circulando, em condutores finos,

I_f é a corrente elétrica para os condutores finos,

I_m é a corrente elétrica para os condutores grossos,

B_{ox}, B_{oy} são as induções remanentes segundo x e y dos ímãs permanentes,

U_f é a tensão que aparece nos terminais da bobina (condutores finos),

U_m é a tensão que aparece nos terminais da bobina (condutores grossos),

R_f é a resistência à corrente contínua das bobinas (condutores finos),

R_m é a resistência à corrente contínua das bobinas (condutores grossos),

l é a indutância de cabeça de bobina que não é levada em conta numa hipótese bidimensional,

L é a profundidade da estrutura.

As equações (1) são de difícil resolução analítica, devido às estruturas complexas das máquinas elétricas. Para resolvê-las, são empregados métodos numéricos dentre os quais o Método de Elementos Finitos que foi adotado neste trabalho.

2-2-2- O Método de Elementos Finitos

O Método de Elementos Finitos é atualmente bastante empregado na solução de problemas eletromagnéticos. Como a literatura é bastante vasta acerca deste método[16][17][18][19][20], será feita aqui apenas uma breve abordagem do mesmo.

Duas formulações são normalmente utilizadas:

- 1) Uma funcional energética é determinada e a solução das equações do campo é obtida pela minimização deste funcional [16][18][19][20].
- 2) O Método dos Resíduos Ponderados e mais particularmente o Método de Galerkin [16][18][19][21][22].

Com este último método, as equações (1) são multiplicadas por funções de ponderação e integradas no domínio de estudo Ω [21][22].

As integrações sobre Ω são efetuadas através da Técnica dos Elementos Finitos: o domínio é dividido em sub-domínios simples, Ω_e , chamados elementos. Dentro de cada elemento, são selecionados certos pontos chamados nós e o potencial vetor é definido para cada elemento em função dos valores nos nós dos elementos da seguinte maneira [22][23]:

$$A = \sum_{i=1}^{n_e} N_i A_i \quad (3)$$

onde n_e designa o número de nós do elemento e N_i as funções de interpolação.

Utilizando-se o método de Galerkin e elementos finitos triangulares de primeira ordem, pode-se escrever o sistema de equações (1) na forma matricial seguinte :

$$MA + N \frac{d}{dt} A - PI_f - P^* U_m = D \quad (4.a)$$

$$Q^* \frac{d}{dt} A + R^* I_m = U_m \quad (4.b)$$

$$Q \frac{d}{dt} A + RI_f + L \frac{d}{dt} I_f = U_f \quad (4.c)$$

onde :

A é o vetor dos potenciais vetor nos nós da malha,

I_f, **U_f** são as corrente e tensões relativas aos condutores finos,

I_m, **U_m** são as correntes e tensões relativas aos condutores grossos,

R matriz das resistências à corrente contínua dos enrolamentos (condutores finos),

R* matriz das resistências à corrente contínua dos enrolamentos (condutores grossos),

L matriz das indutâncias de cabeça de bobina.

As outras matrizes são obtidas a partir de um conjunto de matrizes elementares que apresentam os termos abaixo:

$$m_{ij} = \iint_{\Omega_e} v \vec{g} \text{rad} N_i \cdot \vec{g} \text{rad} N_j d\Omega \quad (5.a)$$

$$n_{ij} = \iint_{\Omega_e} \sigma N_i N_j d\Omega \quad (5.b)$$

$$p_{ij} = \iint_{\Omega_e} \frac{N_{co}}{S_{fj}} N_i d\Omega \quad \begin{array}{l} \text{se o nó } i \text{ pertence ao elemento } \Omega_e \\ \text{que discretiza a bobinagem fina } j \end{array} \quad (5.c)$$

$$\begin{array}{ll} p_{ij} = 0 & \text{no caso contrário} \\ p_{ij}^* = \iint_{\Omega_e} \frac{\sigma_j}{L} N_i d\Omega & \begin{array}{l} \text{se nó } i \text{ pertence ao elemento } \Omega_e \\ \text{que discretiza o condutor grosso } j \end{array} \end{array} \quad (5.d)$$

$$p_{jj} = 0 \quad \text{no caso contrário}$$

$$d_i = \iint_{\Omega_e} v \left[\vec{g} \text{rad} N_i \wedge \vec{B}_0 \right] \cdot \vec{k} d\Omega \quad (5.e)$$

$$q_{ij} = \iint_{\Omega_e} \frac{N_{coL}}{S_{fi}} N_j d\Omega \quad \begin{array}{l} \text{se o nó } j \text{ pertence ao elemento } \Omega_e \\ \text{que discretiza a bobinagem fina } i \end{array} \quad (5.f)$$

$$q_{ij} = 0 \quad \text{no caso contrário}$$

$$q_{ij}^* = \iint_{\Omega_e} R_{mi} \sigma_i N_i d\Omega \quad \begin{array}{l} \text{se o nó } j \text{ pertence ao elemento } \Omega \\ \text{que discretiza a bobinagem fina } i \end{array} \quad (5.g)$$

$$q_{ij}^* = 0 \quad \text{no caso contrário}$$

Normalmente a estrutura eletromagnética está ligada a um circuito exterior. Neste caso uma solução simultânea das equações (4) com as do circuito exterior é efetuada.

2-2-3- Acoplamento das equações do campo eletromagnético com as equações do circuito de alimentação.

As equações diferenciais de um circuito elétrico externo conectado a condutores grossos e condutores finos são dados na forma matricial abaixo:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{X}_m = \mathbf{G}_1 \mathbf{X}_m + \mathbf{G}_2 \mathbf{E}_m + \mathbf{G}_3 \mathbf{I}_m \quad (6.a)$$

$$\frac{d}{dt} \mathbf{X}_f = \mathbf{H}_1 \mathbf{X}_f + \mathbf{H}_2 \mathbf{E}_f + \mathbf{H}_3 \mathbf{I}_f \quad (6.b)$$

$$\mathbf{U}_m = \mathbf{G}_4 \mathbf{X}_m + \mathbf{G}_5 \mathbf{E}_m + \mathbf{G}_6 \mathbf{I}_m \quad (6.c)$$

$$\mathbf{U}_f = \mathbf{H}_4 \mathbf{X}_f + \mathbf{H}_5 \mathbf{E}_f + \mathbf{H}_6 \mathbf{I}_f \quad (6.d)$$

onde :

\mathbf{X}_f e \mathbf{X}_m são os vetores das variáveis de estado do circuito elétrico externo conectado a condutores finos e grossos respectivamente.

\mathbf{E}_f e \mathbf{E}_m são os vetores das correntes e tensões do circuito de alimentação conectado a condutores finos e grossos.

As matrizes \mathbf{G} e \mathbf{H} dependem da topologia do circuito de alimentação.

Com a combinação das equações (4) e (6), tem-se o conjunto das equações do campo mais circuito exterior dadas por:

$$\mathbf{MA} + \mathbf{N} \frac{d}{dt} \mathbf{A} - \mathbf{PI}_f - \mathbf{P}^* \mathbf{U}_m = \mathbf{D} \quad (7.a)$$

$$\mathbf{Q}^* \frac{d}{dt} \mathbf{A} + \mathbf{R}^* \mathbf{I}_m - \mathbf{U}_m = \mathbf{0} \quad (7.b)$$

$$\mathbf{U}_m - \mathbf{G}_4 \mathbf{X}_m - \mathbf{G}_6 \mathbf{I}_m = \mathbf{G}_5 \mathbf{E}_m \quad (7.c)$$

$$\frac{d}{dt} \mathbf{X}_m - \mathbf{G}_1 \mathbf{X}_m - \mathbf{G}_3 \mathbf{I}_m = \mathbf{G}_2 \mathbf{E}_m \quad (7.d)$$

$$\mathbf{Q} \frac{d}{dt} \mathbf{A} + [\mathbf{R} - \mathbf{H}_6] \mathbf{I}_f + \mathbf{L} \frac{d}{dt} \mathbf{I}_f - \mathbf{H}_4 \mathbf{X}_f = \mathbf{H}_5 \mathbf{E}_f \quad (7.e)$$

$$\frac{d}{dt} \mathbf{X}_f - \mathbf{H}_1 \mathbf{X}_f - \mathbf{H}_3 \mathbf{I}_f = \mathbf{H}_2 \mathbf{E}_f \quad (7.f)$$

Após uma discretização das derivadas temporais, as equações 7.a a 7.f devem ser resolvidas passo a passo no tempo.

Durante o processo de solução das equações, os termos matriciais associados ao circuito de alimentação podem variar (considerando chaveamento de semi-condutores ou variação do valor das componentes elétricas).

2-2-4 - Movimento do rotor

Quando o dispositivo apresenta partes móveis precisa-se levar em conta o movimento.

Neste trabalho será utilizado o método da Banda de Movimento. Com esta técnica as malhas das partes fixas (estator) e móveis (rotor) são associadas através de uma camada de elementos situada no entreferro, como será descrito a seguir.

a) Princípio da Banda de Movimento

Esta técnica permite uma rotação qualquer independente do passo de discretização, desde que a deformação dos elementos situados dentro da banda seja tolerada[24] [25].

A utilização de elementos triangulares dentro do entreferro pode levar a imprecisões no cálculo de certas grandezas, como por exemplo, o torque em função da rotação[17]. De forma a obter uma melhor precisão, elementos quadriláteros são utilizados conforme figura 4.

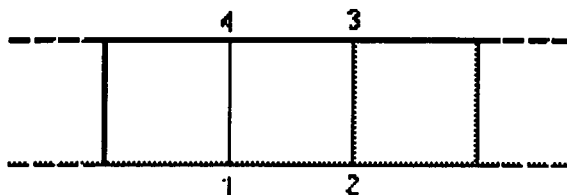


Figura 4. Elementos quadriláteros.

Cada um destes elementos quadriláteros pode ser obtido a partir de elementos triangulares conforme figura 5.

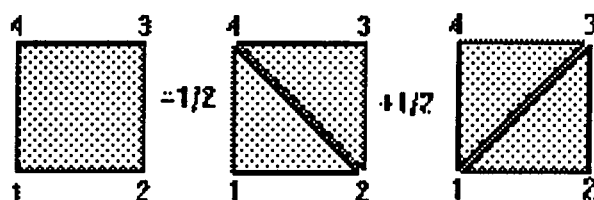


Figura 5. Decomposição do elemento quadrilátero.

Estes elementos vão se deformando a medida que o rotor se movimenta até o ponto em que uma permutação dos nós destes elementos é efetuada para evitar elementos excessivamente distorcidos conforme figura 6.

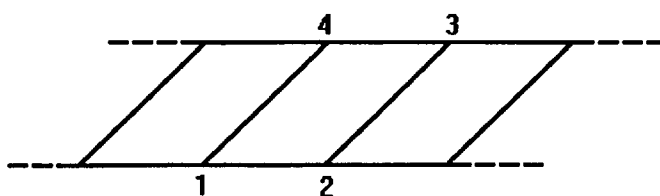


Figura 6. Deformação dos elementos da banda de movimento.

Esta operação é acompanhada por uma realocação das condições de contorno do tipo (anti)periódicas, de maneira que não existe aumento no número de incógnitas do problema[26]. No entanto a matriz \mathbf{M} precisa ser recalculada a cada nova posição.

A figura 7 mostra a região do entreferro com a Banda de Movimento em destaque, sendo esta região a única que será remalhada durante o movimento do rotor.

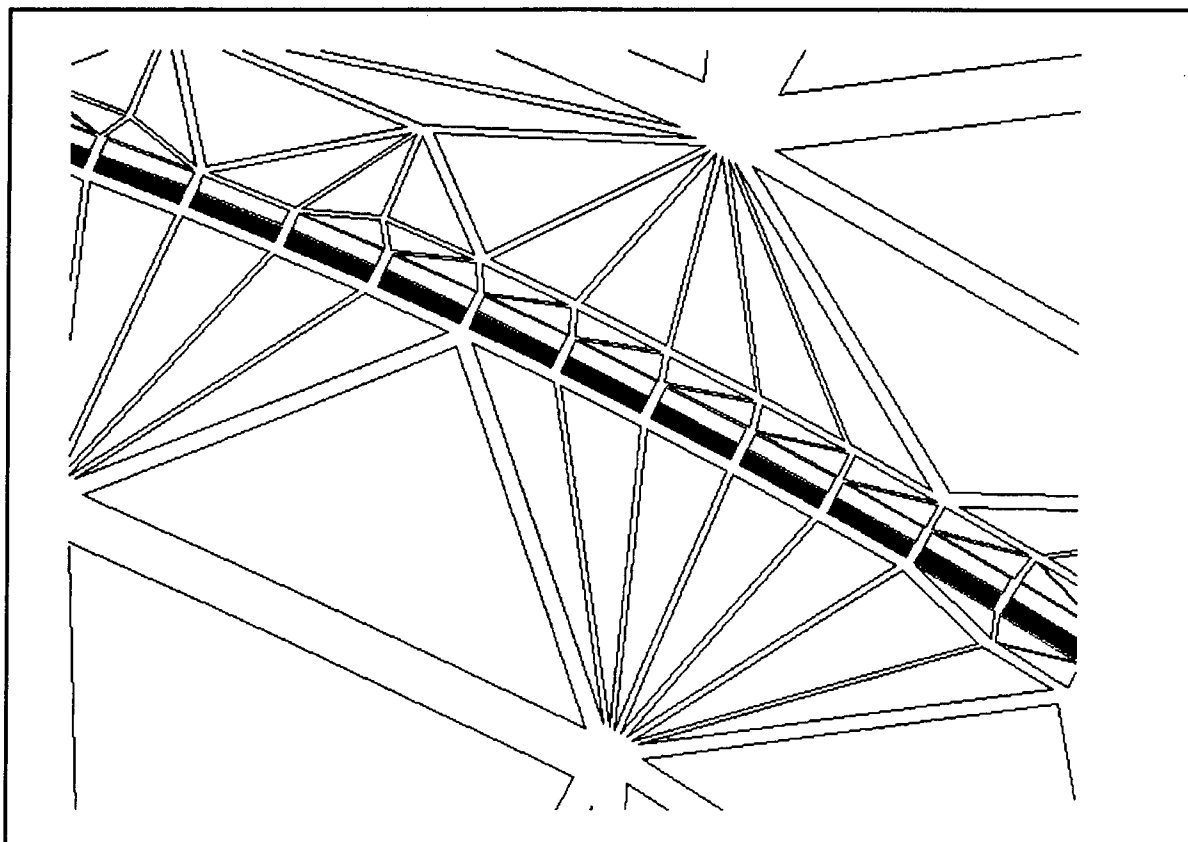


Figura 7. Malha de discretização na região do entreferro com a região da Banda de movimento mostrada em escuro

2-2-5 - Acoplamento eletromagnético, elétrico, mecânico

Nos estudos envolvendo transitórios eletro-mecânicos, como a partida de um motor de indução, é necessário incorporar no processo de cálculo a equação relacionando os torques eletromagnético e o torque mecânico.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} [T_e - B\omega - T_L] \quad (8)$$

com :

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega \quad (9)$$

onde T_e é o torque eletromagnético calculado pelo Tensor de Maxwell [26][27].

Nas equações acima ω é a velocidade, δ é o ângulo de rotação, B é um coeficiente de atrito, T_L é o torque de carga e J é a inércia do rotor.

2.2.6 - Metodologia de resolução

As equações que descrevem o comportamento do conjunto campo mais circuito exterior de alimentação (equações 7.a a 7.f) são resolvidas num processo passo a passo no tempo. Os potenciais vetor nos nós da malha A , as correntes nos enrolamentos I e as variáveis de estado do circuito exterior de alimentação X são calculados. A partir do conhecimento dos potenciais vetor, os campos nos elementos são determinados, o torque eletromagnético é calculado e o deslocamento mecânico do rotor pode ser obtido através das equações (8) e (9) após a discretização do operador $\frac{d}{dt}$ (a discretização é feita usando o esquema de Euler). Com a técnica da Banda de Movimento o rotor é deslocado e um novo cálculo é efetuado para esta nova posição . O processo continua até que o tempo final de simulação seja alcançado.

A saturação magnética é levada em conta através do método de Newton-Raphson [20].

2-3- Validação da Metodologia

A fim de validar a metodologia proposta , a mesma será aplicada ao estudo de um motor de indução monofásico industrial.

2-3-1- Estrutura da máquina

O motor de indução monofásico a ser analisado é um motor industrializado pela EMBRACO (FGT70). Trata-se de uma máquina de dois pólos, do tipo rotor em gaiola comportando 24 ranhuras no estator e 28 ranhuras no rotor conforme mostra a figura 8. As ranhuras do rotor são preenchidas com alumínio. Na metodologia aplicada a este estudo os anéis de curto circuito não estão acoplados nas equações, desta forma, a sua resistência equivalente é acrescida ao valor da resistência das barras do rotor. Este acréscimo é feito corrigindo o valor da condutividade do alumínio fornecido pela EMBRACO.

Devido a sua simetria elétrica (a máquina é de 2 pólos), o menor domínio de cálculo possível , utilizando a condição de anti-periodicidade, é constituído pela metade do dispositivo. O estator é composto de dois enrolamentos , o enrolamento principal (p) e o enrolamento auxiliar (a) que têm seus eixos magnéticos perpendiculares entre si. O comprimento do pacote é de 37 mm.

A partida do motor é feita com o auxílio de um circuito elétrico exterior que apresenta características de funcionamento variáveis no tempo.

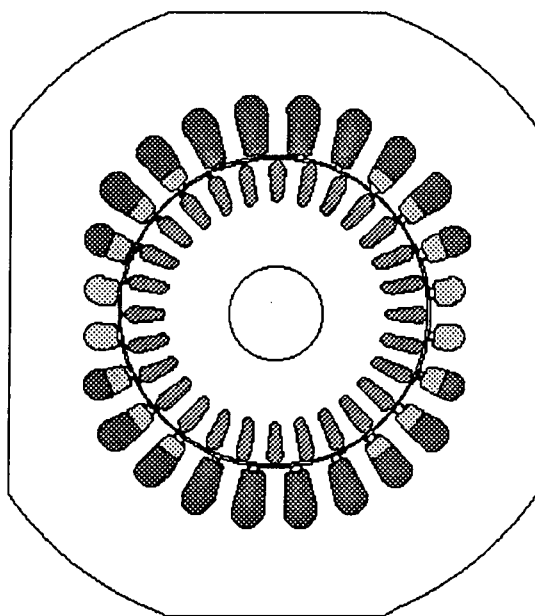


Figura 8. Estrutura do motor de indução monofásico em estudo.

2-3-2- Circuito elétrico de alimentação

O circuito elétrico de alimentação é mostrado na figura 9. As resistências r_a e r_p são as resistências do enrolamento auxiliar e principal. As indutâncias l_a e l_p são as indutâncias de cabeça de bobina do enrolamento auxiliar e principal respectivamente

A resistência $R(t)$ a qual é conectada em paralelo com o capacitor C , é uma pastilha semi-condutora (PTC- Positive Temperature Coefficient), que tem resistência variável com a temperatura. Essa pastilha assume pequenos valores de resistência na partida (4 Ohms) e altos valores (10 kOhms) com o aumento da temperatura, causados pela circulação de corrente na mesma.

A tensão $v(t)$ é a tensão externa aplicada ao motor e $i_p(t)$ e $i_a(t)$ são as correntes instantâneas que circulam nos enrolamentos principal e auxiliar respectivamente. Os termos $v_c(t)$ e $i_c(t)$ são a tensão e a corrente no capacitor.

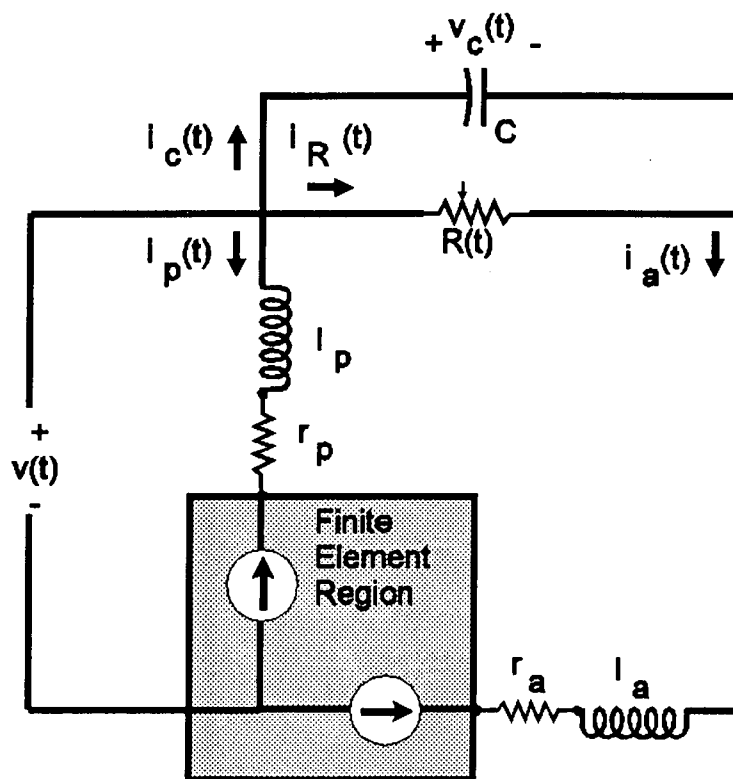


Figura 9. Circuito externo de alimentação.

O propósito principal deste dispositivo, com resistência variável com a temperatura, é comandar a operação da bobina auxiliar durante a partida do motor. No momento da partida, o rotor encontra-se parado (condição de rotor bloqueado). Na partida, uma alta corrente circula pela bobina principal do motor. O PTC possui uma baixa resistência elétrica que permite a circulação de corrente pela bobina auxiliar, sem circular pelo capacitor.

Algumas frações de segundos após o início do funcionamento, a resistência do PTC aumenta muito. O capacitor de funcionamento C ($20\ \mu\text{F}$) passa então a atuar para aumentar a eficiência do motor. Com a entrada do capacitor a corrente na bobina auxiliar passa a ter um valor reduzido.

O valor de t_c (tempo para o qual a resistência muda de valor) foi obtido experimentalmente em ensaios realizados com o motor de indução. Desta forma, o valor de t_c usado para determinar a configuração do circuito elétrico mostrado na figura 10 é de 0,3 segundos.

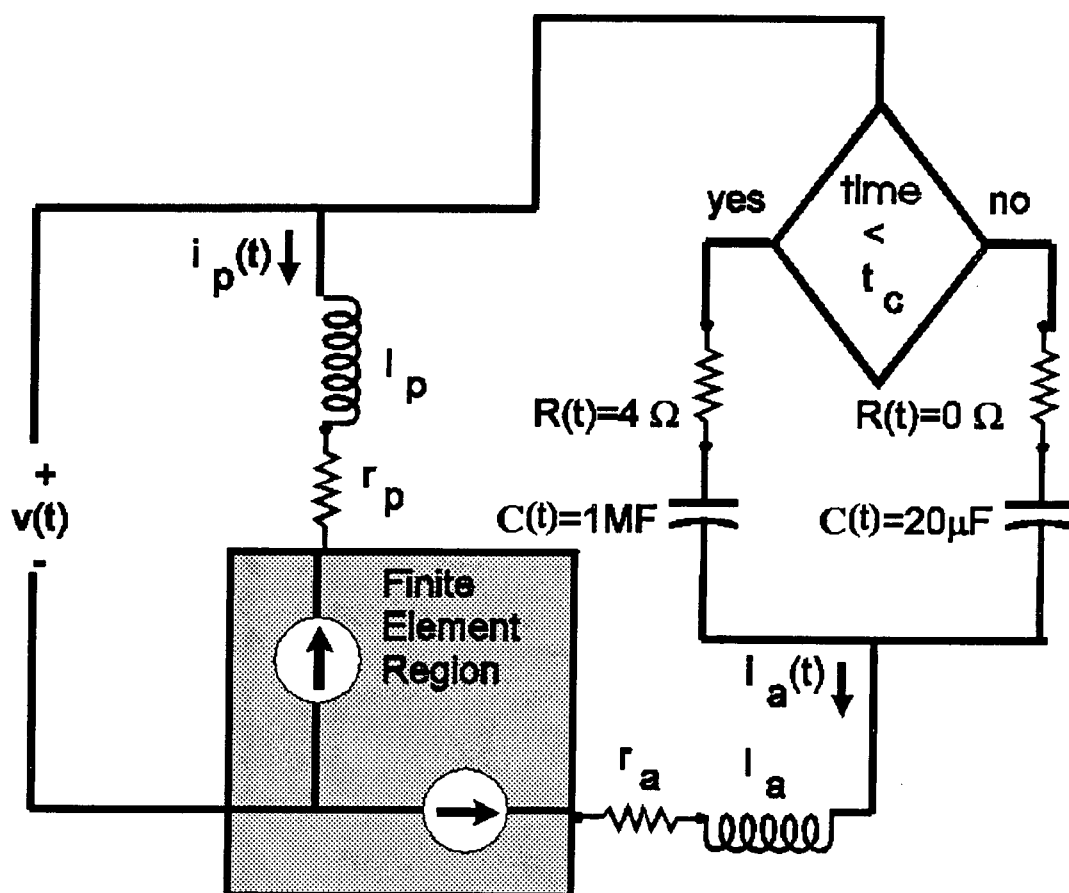


Figura 10. Configuração do circuito elétrico de alimentação em função do tempo.

De maneira a simplificar a representação do circuito elétrico do rotor, os anéis são considerados como curto circuito ideais. Desta forma, as matrizes $G_1, G_2, G_3, G_4, G_5, G_6$ são nulas.

Como consequência, as matrizes P^*, R^* e Q^* , assim como, os vetores U_m, I_m, E_m e X_m também são nulos.

Considerando que os enrolamentos do estator são feitos de condutores finos e fazendo uma análise do circuito elétrico[30], as matrizes H_i para $i=1,2,...,6$, R, L e o vetor E_f associados com o circuito elétrico da figura 9 podem ser obtidos. Usando o esquema de Euler para discretização das derivadas em relação ao tempo, os termos matriciais das equações (7) podem ser escritos como :

$$R = \begin{bmatrix} r_p & 0 \\ 0 & r_a \end{bmatrix} \quad (10.a)$$

$$L = \begin{bmatrix} l_p & 0 \\ 0 & l_a \end{bmatrix} \quad (10.b)$$

$$F_1 = \begin{bmatrix} -\{R(t)C(t) + \Delta t\} \\ R(t)C(t)\Delta t \end{bmatrix} \quad (10.c)$$

$$F_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (10.d)$$

$$F_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1/C(t) \end{bmatrix} \quad (10.e)$$

$$F_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (10.f)$$

$$F_5 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (10.g)$$

$$F_6 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (10.h)$$

$$E_f(t) = \begin{bmatrix} v(t) \\ v(t) \end{bmatrix} \quad (10.i)$$

onde:

$v(t)$ é a tensão externa aplicada,

r_p e r_a são as resistências dos enrolamentos principal e auxiliar,

l_p e l_a são as indutâncias de cabeça de bobina dos enrolamentos principal e auxiliar,

$R(t)$ e $C(t)$ são respectivamente a resistência e o capacitor externo,

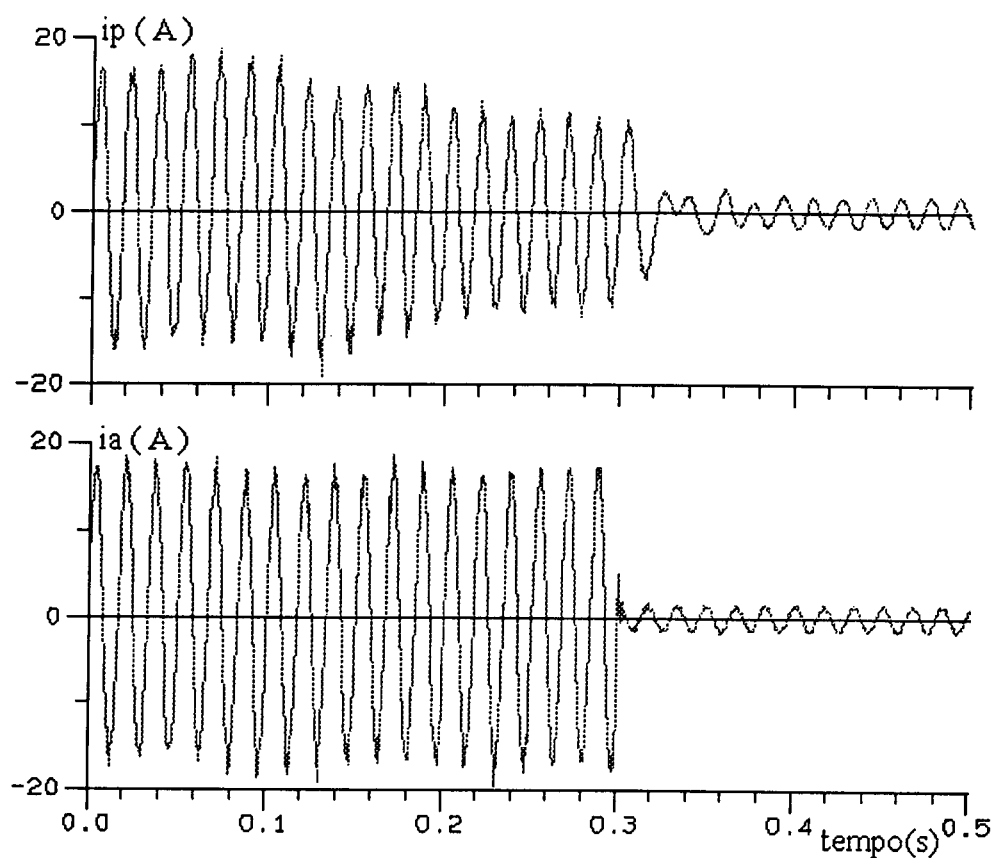
Δt é o passo de tempo.

2-3-3- Partida do motor de indução monofásico (FGT70)

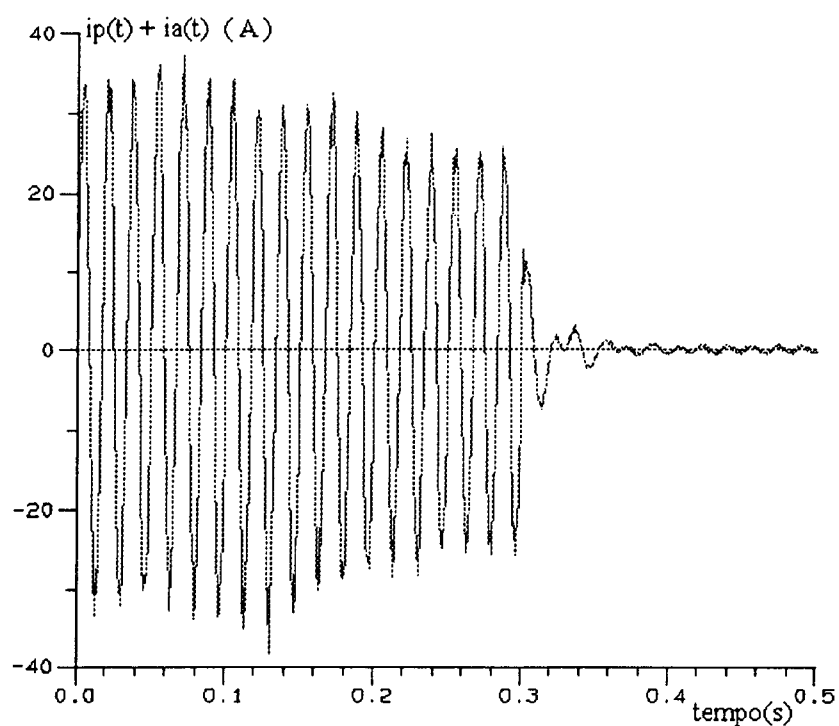
Na simulação da partida do motor de indução monofásico nenhuma carga é imposta ao mesmo (torque de carga nulo) assim como o atrito também é desprezado . Desta forma o torque de inércia vem a ser o único torque contrário ao movimento do motor.

Tensão nominal de 115 Volts é aplicada no enrolamento estatórico . As formas de onda das correntes dos enrolamentos principal e auxiliar, assim como da corrente total (soma das correntes i_p e i_a) é mostrada nas figuras 11.a e 11.b . A diferença entre o valor de corrente eficaz total na partida obtido experimentalmente e por simulação foi de 4%.

A curva do torque eletromagnético calculado é apresentado na figura 12.



11.a



11.b

Figura 11.a) Formas de ondas das correntes dos enrolamentos principal e auxiliar calculadas b) Forma de onda da corrente total calculada

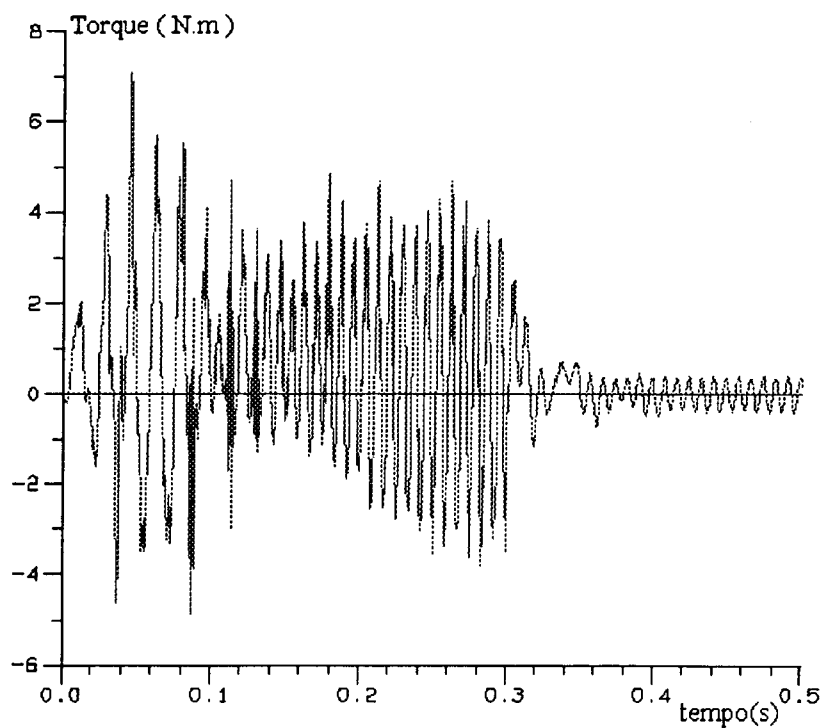


Figura 12. Forma de onda do torque eletromagnético calculado.

Observa-se nas figuras acima que o efeito da elevação da resistência do PTC, o que implica em inserir o capacitor C em série com o enrolamento auxiliar é bastante importante no funcionamento do motor. Em particular, observa-se a forte redução no valor das correntes nos enrolamentos da armadura.

Na figura 13.a é mostrada a curva de velocidade do motor partindo com o PTC. A seta mostra o momento da entrada do capacitor de regime. A figura 13.b mostra um zoom do intervalo entre 0.4 e 0.5 segundos da curva da velocidade. Neste intervalo o motor já está em regime permanente. Observa-se que a vazio, o motor de indução opera a uma velocidade média muito próxima da velocidade síncrona.

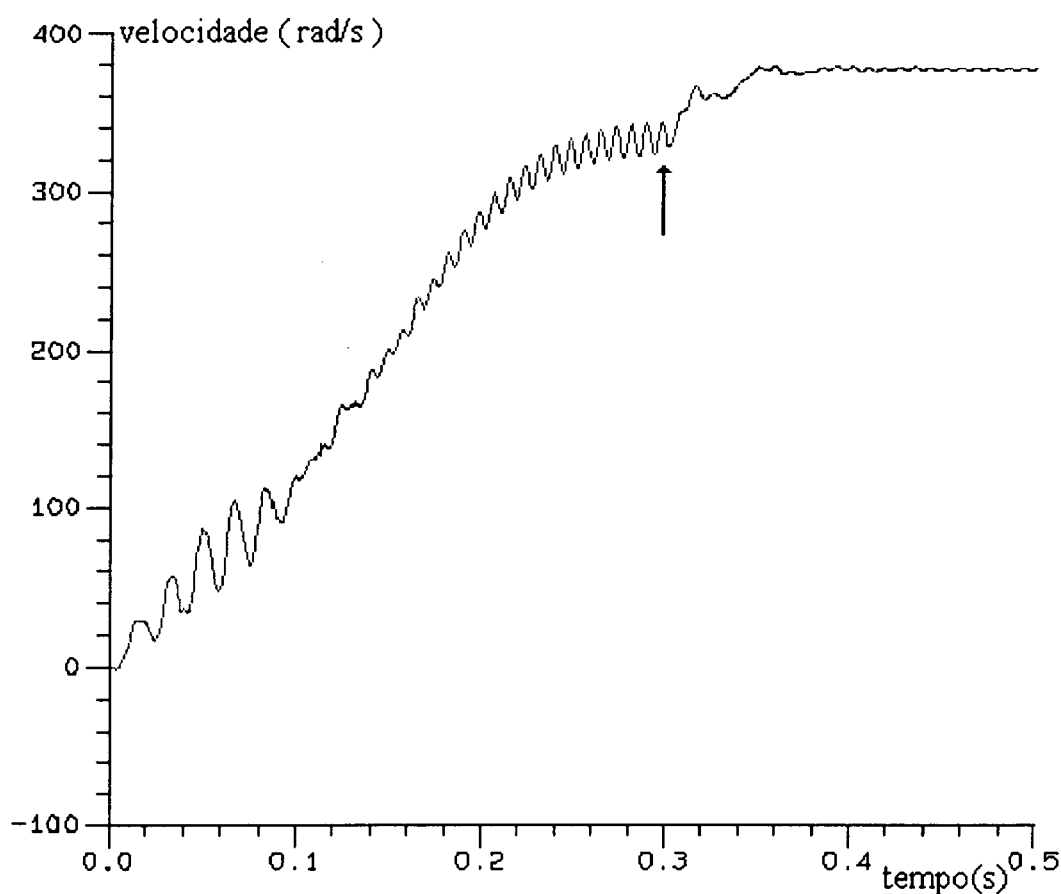


Figura 13.a. Curva de velocidade para o motor de indução FGT70.

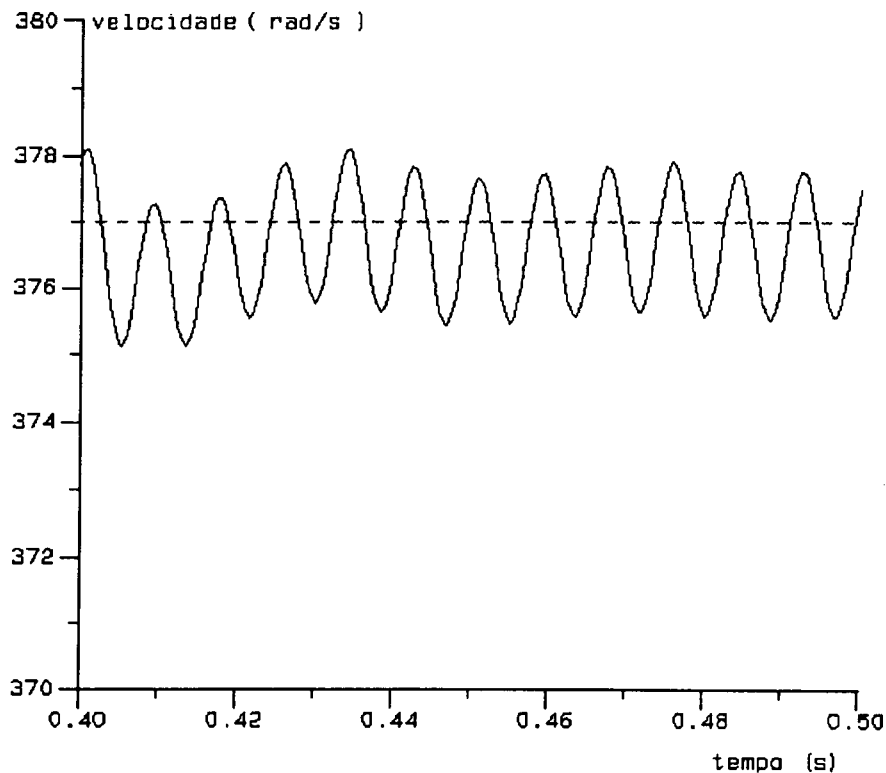


Figura 13.b. Curva de velocidade (motor em regime permanente).

Observando as curvas de torque e de velocidade constata-se a presença de oscilações com frequência de duas vezes o valor da frequência da rede quando a máquina opera em regime permanente. Esta dupla frequência é característica dos motores monofásicos e pode ser explicada pela teoria dos campos girantes para motores monofásicos[33][56].

De acordo com esta teoria, a f.m.m. de cada fase do estator pode ser decomposta em duas componentes. Uma componente gira na mesma direção do rotor e a outra, gira em direção oposta. A amplitude dessas f.m.ms é dependente da velocidade do rotor. Cada uma destas ondas de f.m.m. induz sua própria componente de corrente de rotor. As correntes de rotor induzidas pelo campo que gira para a frente (sequência positiva) são de frequência de escorregamento sf e portanto produzem uma f.m.m. que se desloca para a frente a velocidade de escorregamento em relação ao rotor e a velocidade síncrona em relação ao estator.

As correntes de rotor induzidas pelo campo que gira para trás (sequência negativa) são de frequência $(2-s)f$. Vista pelo estator, a onda de f.m.m do rotor criada por esta corrente gira a velocidade síncrona, mas, na direção oposta à velocidade do campo do estator.

As interações das ondas de fluxo e f.m.m. girantes opostas, produzem a baixos valores de escorregamento, pulsações de conjugado a duas vezes a frequência do estator mas não produzem conjugado médio. Esta componente de dupla frequência faz com que as perdas no ferro por unidade de volume sejam maiores no motor de indução monofásico do que nos polifásicos.

A distribuição do campo magnético mostrada na figura 14 corresponde a máquina operando no tempo de 0.45 segundos ou seja já em regime permanente.

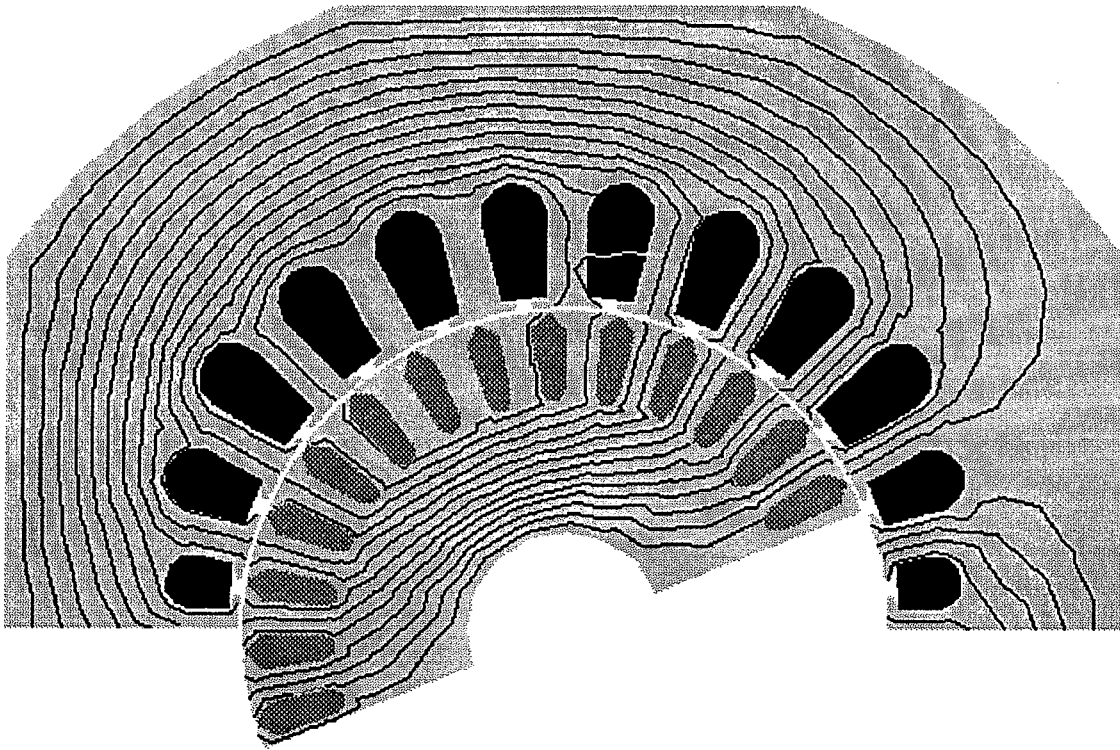


Figura 14. Distribuição do campo para o motor operando em regime permanente.

A figura 15 mostra a distribuição do campo para o motor na condição de rotor bloqueado (tempo igual a 1 ms). Observa-se que o fluxo magnético está concentrado na parte externa do rotor. Esta concentração das linhas de fluxo magnético na superfície é devida às correntes induzidas nas barras do rotor. Estas correntes apresentam valores mais elevados na superfície das barras como é mostrado na figura 16.

A corrente total calculada para uma velocidade de 3020 rpm é mostrada na figura 17. Verifica-se a presença de harmônicas de ranhura na onda de corrente. Estas harmônicas , no motor real, são amortecidas pela inclinação das barras da gaiola.

O modelo bidimensional adotado para esta análise não permite levar em conta este fenômeno.[Ver anexo A].

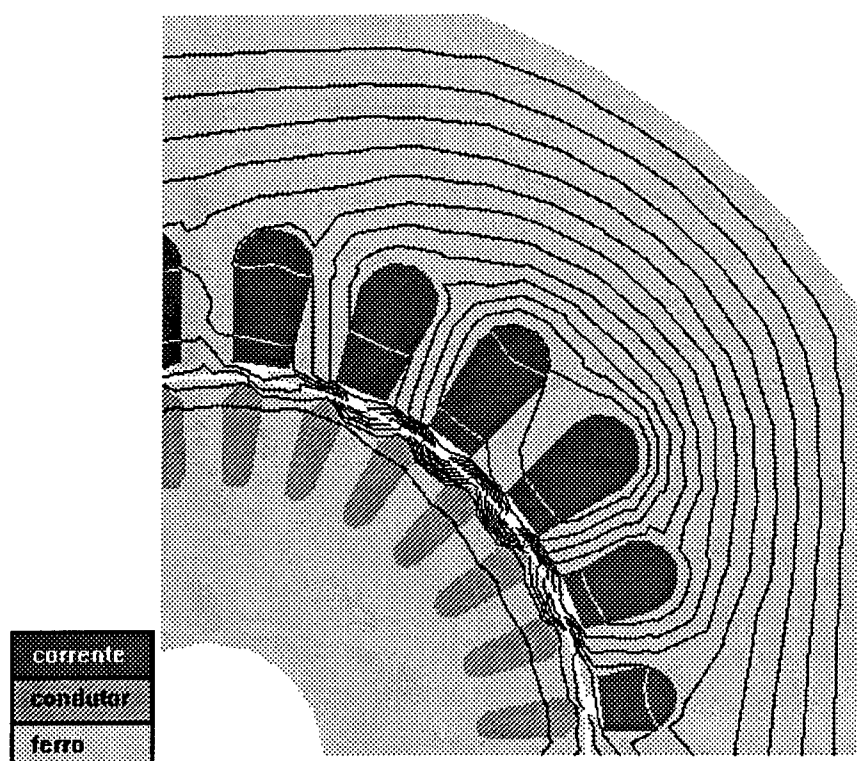


Figura 15. Distribuição do campo magnético (rotor bloqueado).

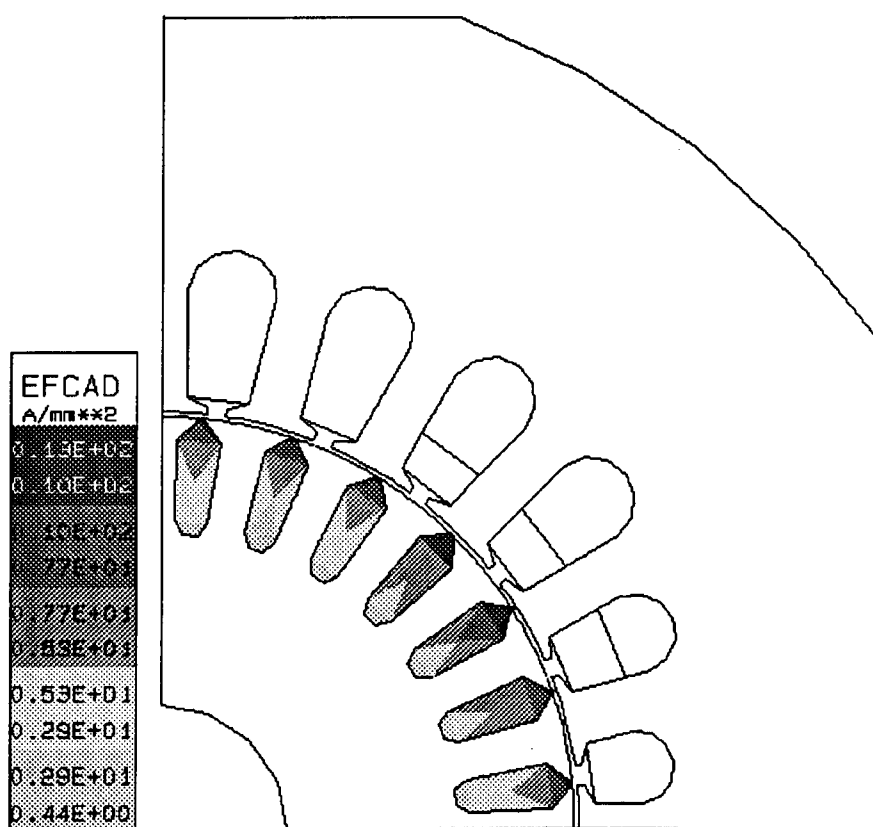
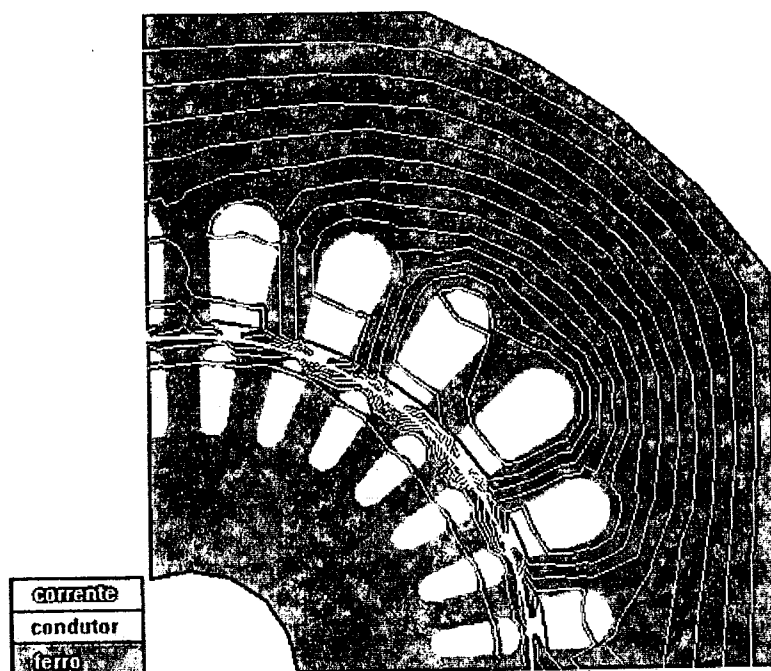
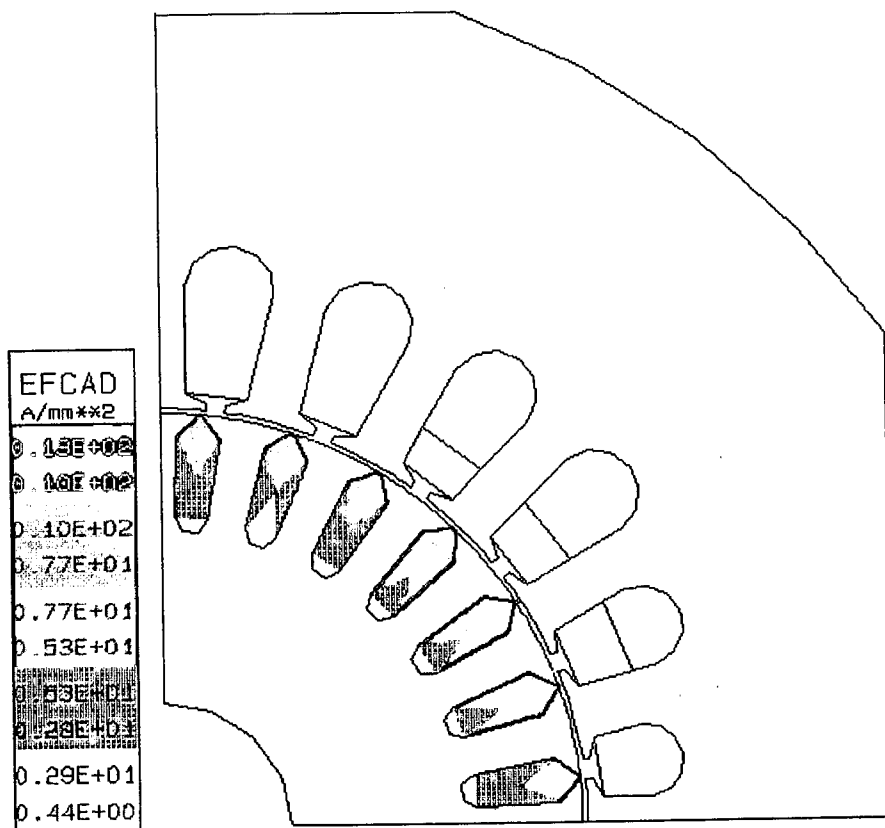


Figura 16. Densidade de corrente induzida nas barras do rotor



Distribuição do campo magnético (rotor bloqueado).



Densidade de corrente induzida nas barras do rotor

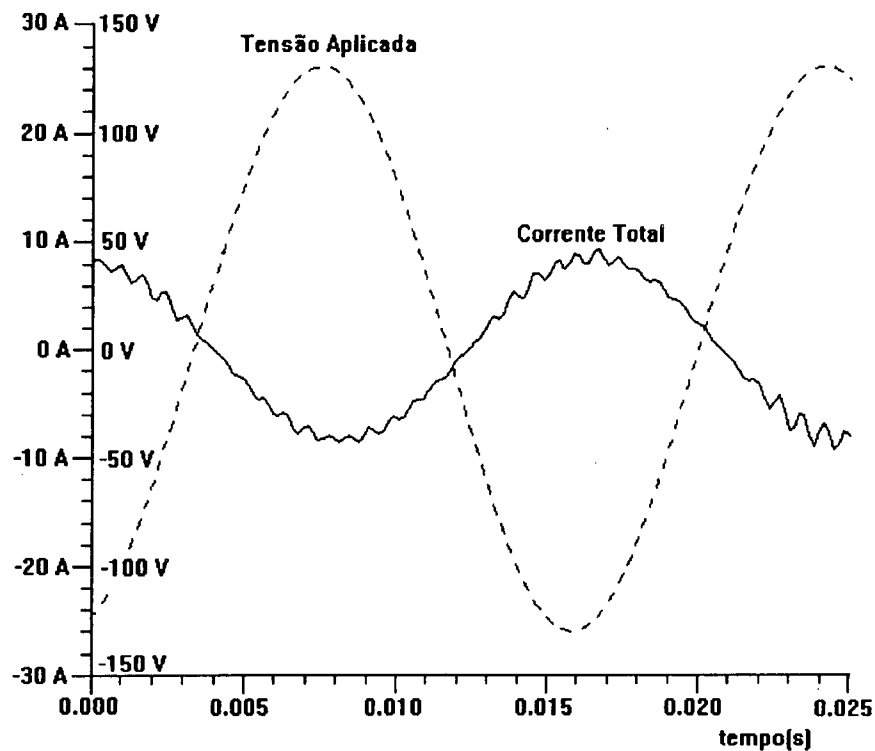


Figura 17. Formas de onda da tensão aplicada e corrente total calculada para o motor sem inclinação de ranhura.

A fim de corrigir o efeito da não inclinação na representação bidimensional um programa é utilizado de forma a fazer a filtragem. O princípio desta filtragem é simples, consistindo em tomar uma ranhura inclinada como sendo formada por N segmentos não inclinados e deslocados de um ângulo $\Delta\theta$ ao longo da direção z (perpendicular ao domínio de cálculo) como mostrada na figura 18.

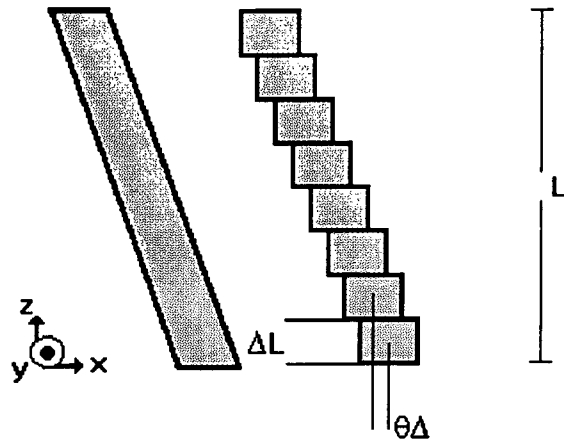


Figura 18. Representação de ranhuras inclinadas.

Se a continuidade da corrente de um segmento para outro é suposta, a forma de onda inclinada correspondente à corrente total da figura 17, pode ser obtida com o emprego da expressão 11 conforme mostrada abaixo :

$$i_s(t) = \sum_{k=1}^n \frac{\Delta L}{L} \{i_p(t + \Gamma) + i_a(t + \Gamma)\} \quad (11)$$

onde:

$$\Gamma = \frac{(k-1)\Delta\theta}{60\omega} \quad (12)$$

e ω é a velocidade do rotor em rpm.

A curva da corrente total mostrada na figura 17 após o emprego da expressão 11 é mostrada na figura 19 onde verifica-se que as harmônicas de ranhura são bem reduzidas. A diferença entre o valor de corrente total calculado mostrado na figura 19 e o o valor de corrente total medido mostrado na figura 20 é de aproximadamente 5% , o que permite validar o processo de cálculo utilizado.

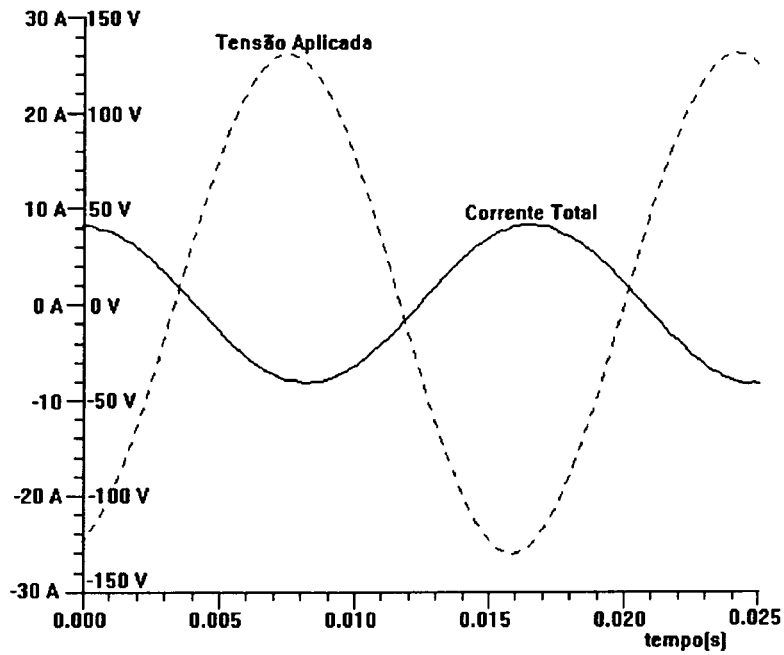


Figura 19. Forma de onda da tensão aplicada e da corrente total calculada com inclinação de ranhura.

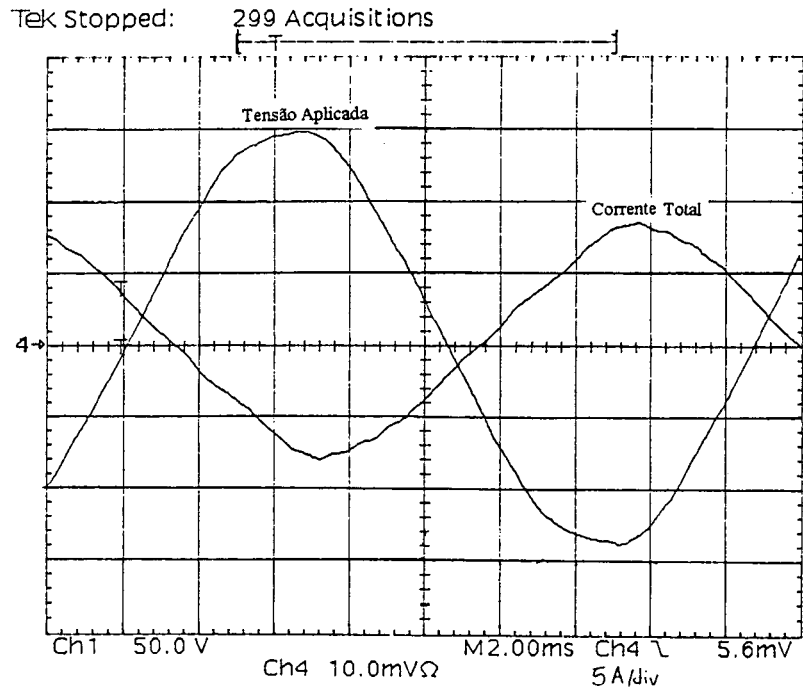


Figura 20. Forma de onda da tensão aplicada e corrente total medida com inclinação de ranhura.

2.4 - Conclusão

Uma metodologia para a simulação de motores elétricos foi apresentada. Esta simulação é feita com o acoplamento do método de Elementos Finitos com as equações do circuito elétrico externo e com as equações mecânicas de movimento do rotor. As equações são resolvidas passo a passo no tempo.

O movimento do rotor é levado em conta por meio da Técnica da Banda de Movimento.

A aplicação desta metodologia ao motor de indução monofásico levou a resultados de simulação bastante satisfatórios quando comparados com resultados experimentais.

Com base nestes resultados, a metodologia será empregada para o estudo do motor síncrono a ímãs permanentes apresentado nos próximos capítulos deste trabalho.

CAPÍTULO 3 - ANÁLISE DO MOTOR SÍNCRONO MONOFÁSICO A IMÃS DE NdFeB

3-1- Introdução

Este capítulo apresenta o estudo realizado com o primeiro protótipo do motor síncrono monofásico a imãs permanentes (MSIP) , operando a imãs de NdFeB.

Inicialmente é apresentada a estrutura da máquina e na sequência são mostrados resultados experimentais e de simulação. As simulações são realizadas inicialmente com a máquina a vazio e depois operando em carga.

Da análise destes resultados , obtêm-se informações que serão utilizadas para a otimização do motor na sequência do trabalho

3-2- Descrição da estrutura

Este protótipo foi construído a partir do motor de indução FGT70 analisado no capítulo II. Inicialmente são feitos rasgos nas chapas do rotor, abaixo das barras da gaiola. Neste rasgos são inseridos imãs permanentes de NdFeB. A escolha deste tipo de imã foi devida principalmente a disponibilidade da empresa (EMBRACO) em fornecê-lo nas dimensões necessárias ao projeto. Pesquisadores como Rahman, Osheiba e Slemon [48][11] apresentaram trabalhos relativos a motores síncronos trifásicos de média potência utilizando imãs de NdFeB. Os resultados foram bastante satisfatórios e deste modo nenhuma limitação é inicialmente imposta ao emprego dos mesmos neste projeto.

Entre estes rasgos, dedicados aos imãs, são feitos dois rasgos adicionais de formato retangular que tem por função impedir o curto-circuito do fluxo dos imãs permanentes conforme é mostrado na figura 21.

As ranhuras do rotor são inclinadas da mesma forma que no motor de indução. Entretanto os imãs inseridos nas ranhuras especialmente realizadas são retos. Assim, os espaços de ar que os ladeiam, como mostra a figura 21, variam de uma extremidade a outra do pacote. A figura representa os imãs na posição mediana do pacote.

O enrolamento do estator é mantido igual ao do motor de indução original sem que nenhuma adaptação do mesmo seja feita em relação a força eletromotriz gerada pela ação dos imãs.

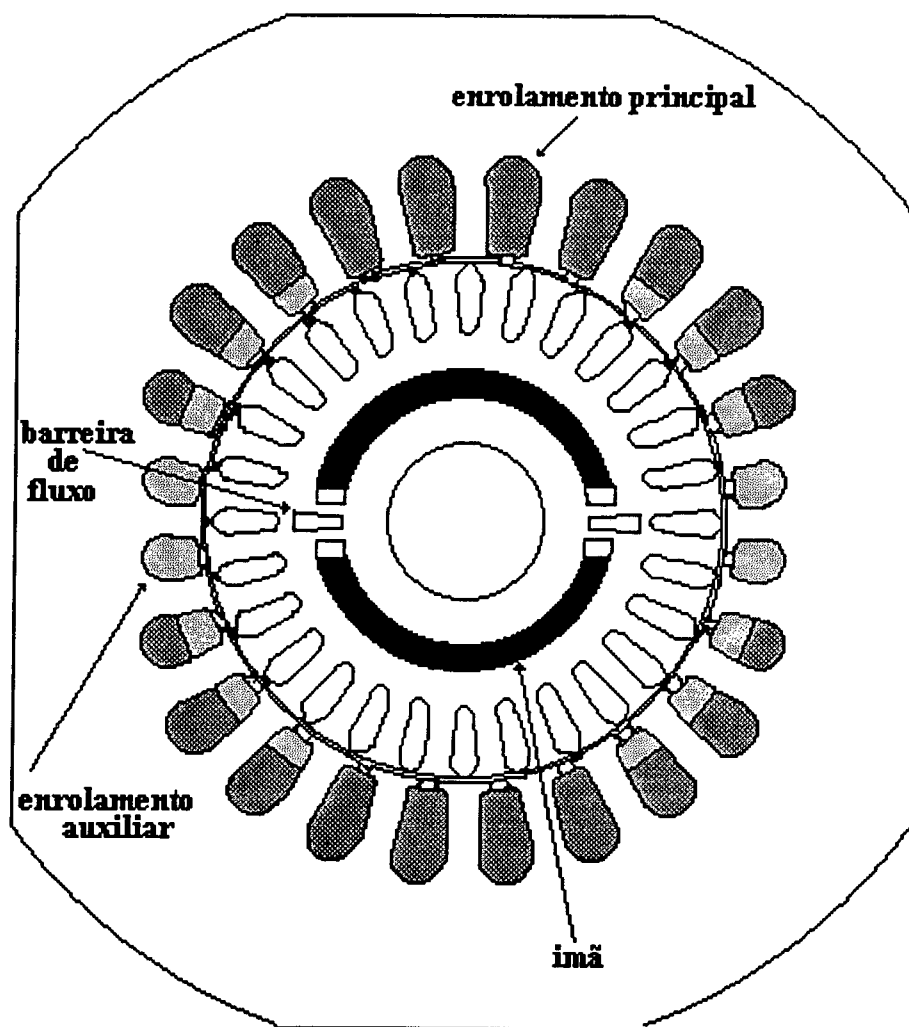


Figura.21 - Estrutura do primeiro protótipo do motor síncrono a ímãs..

3-3- Análise do motor operando a vazio

3-3-1- Determinação da f.e.m. e da corrente de rotor bloqueado

De forma a calcular a força eletromotriz desenvolvida, fez-se a simulação do motor operando a vazio na velocidade de 3600 rpm. A forma de onda obtida nesta simulação é mostrada na figura 22.a. Na figura 22.b é mostrada a forma de onda da f.e.m medida. A diferença entre os resultados obtidos foi de aproximadamente 3%.

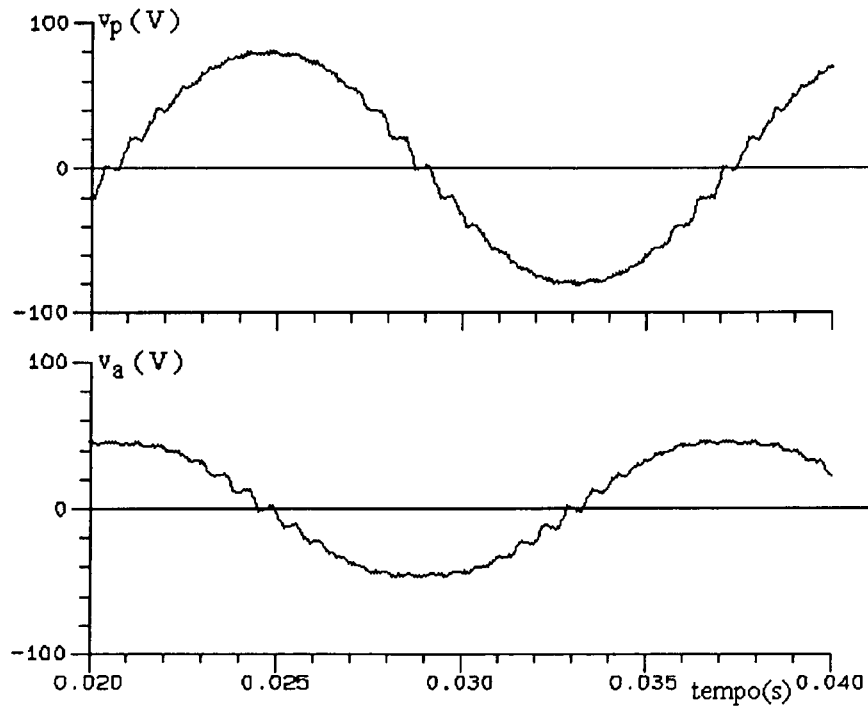


Figura.22.a. Força eletromotriz calculada a 3600 rpm.

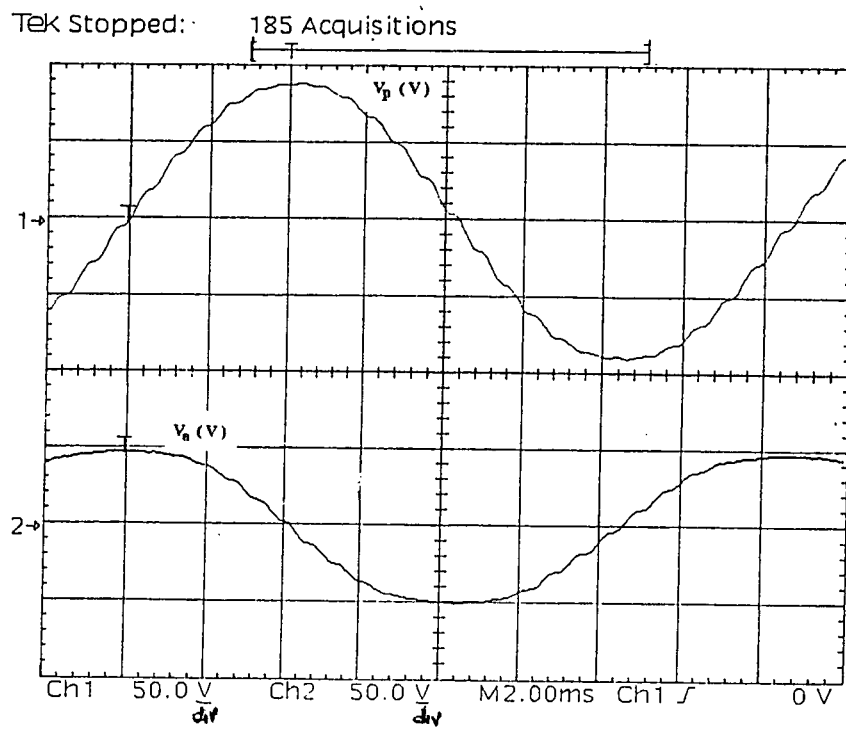


Figura.22.b. Força eletromotriz medida a 3600 rpm.

A malha usada nas simulações do primeiro protótipo é mostrada a seguir.

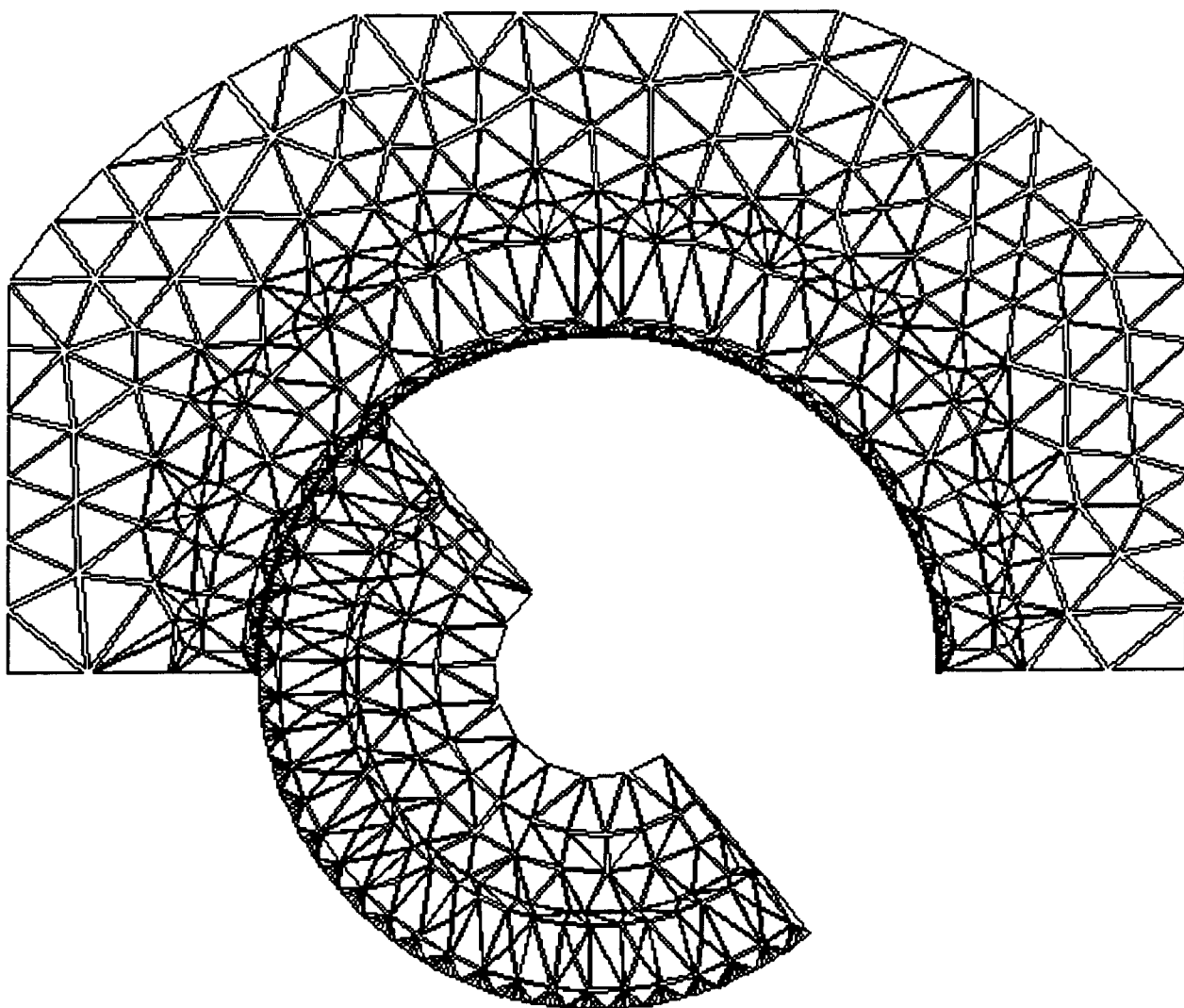


Figura 23 . Elementos da estrutura do primeiro protótipo.

A fim de verificar o valor de corrente de rotor bloqueado, é feita a simulação do motor nesta condição. Os valores de corrente calculados para os enrolamentos principal e auxiliar são mostrados na figura 24. Na figura 25 estão mostradas as curvas destas correntes obtidas experimentalmente.

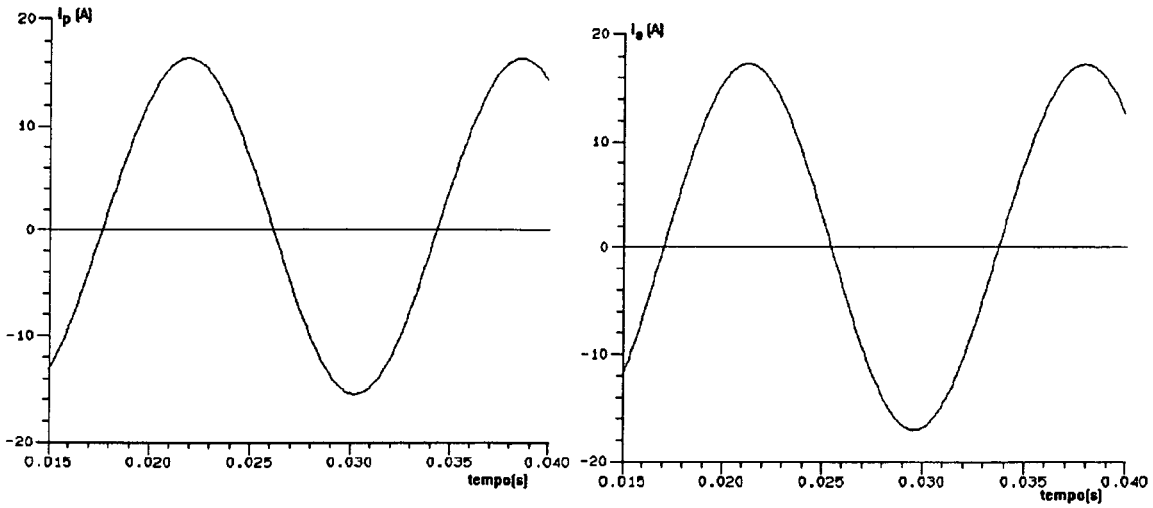


Figura 24. Correntes nos enrolamentos principal e auxiliar calculadas.
(rotor bloqueado)

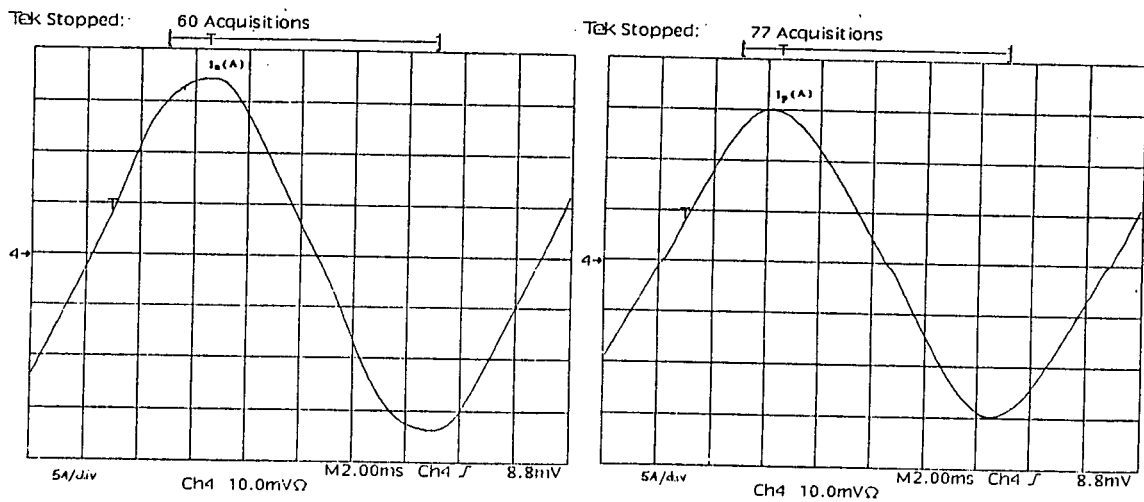


Figura 25. Correntes nos enrolamentos principal e auxiliar medidas.
(rotor bloqueado)

A importância destas simulações está na validação da metodologia empregada.

Comparando-se os resultados obtidos via simulação e experimentalmente verifica-se uma grande proximidade entre os mesmos. A diferença entre os valores de corrente obtidos foi de aproximadamente 7%.

3-3-2- Partida do Motor

O valor de condutividade inicialmente adotado nas simulações foi de $3,3 \times 10^7$ S/m que corresponde ao alumínio puro. Com esse valor de condutividade, a corrente manteve-se no valor de corrente de rotor bloqueado e o motor não partiu.

Desta forma, novas simulações foram realizadas, sendo que o valor de condutividade adotado foi o valor correspondente ao usado nas barras do motor de indução original.

É importante salientar que este valor de condutividade não é o valor fornecido diretamente pela EMBRACO. O valor fornecido por esta empresa é de $2,9 \times 10^7$ S/m. Este valor necessita ser corrigido pois na representação bidimensional da máquina os anéis de curto circuito não são representados e também não estão inseridos no equacionamento do método usado na análise.

A correção mencionada acima é realizada calculando-se o valor da resistência destes anéis e somando o mesmo ao valor da resistência das barras do rotor. O valor adotado após a correção é de $2,5 \times 10^7$ S/m.

As curvas das figuras 26, 27 e 28 mostram os resultados obtidos na simulação feita com o valor de condutividade corrigido. A tensão aplicada foi de 115 Volts eficazes ou seja, manteve-se a tensão nominal do motor de indução a partir do qual o motor síncrono foi concebido. O torque de carga é nulo.

O circuito externo de alimentação também é mantido, tendo o PTC (resistência variável com o tempo) o valor de 4 ohms na partida e 10 kOhms a partir de 0.3 segundos. Quando o PTC atinge este valor alto de resistência, o capacitor de 20 μ F passa a atuar como um capacitor de marcha conforme mostrado no capítulo II. O motor não perde a capacidade de partida e tende a sincronizar mais rápido.

Percebe-se mais uma vez nas figuras 26 e 27 que a entrada do capacitor de marcha em 0,3 segundos exerce grande influência no funcionamento do motor.

Com a introdução do imã, a característica construtiva conferida ao MSIP é próxima ao motor síncrono a pólos salientes, ou seja, a máquina tem uma direção preferencial de magnetização determinada pela saliência dos pólos do campo. Esta não uniformidade introduz componentes indesejáveis nas formas de onda da corrente e do torque (a f.m.m resultante no entreferro , produzida pelo efeito combinado das f.m.m do estator e rotor produz um fluxo no entreferro com grande conteúdo harmônico de baixa ordem em sua distribuição espacial).

O desempenho é desta forma afetado principalmente pela componente fundamental do fluxo do entreferro.

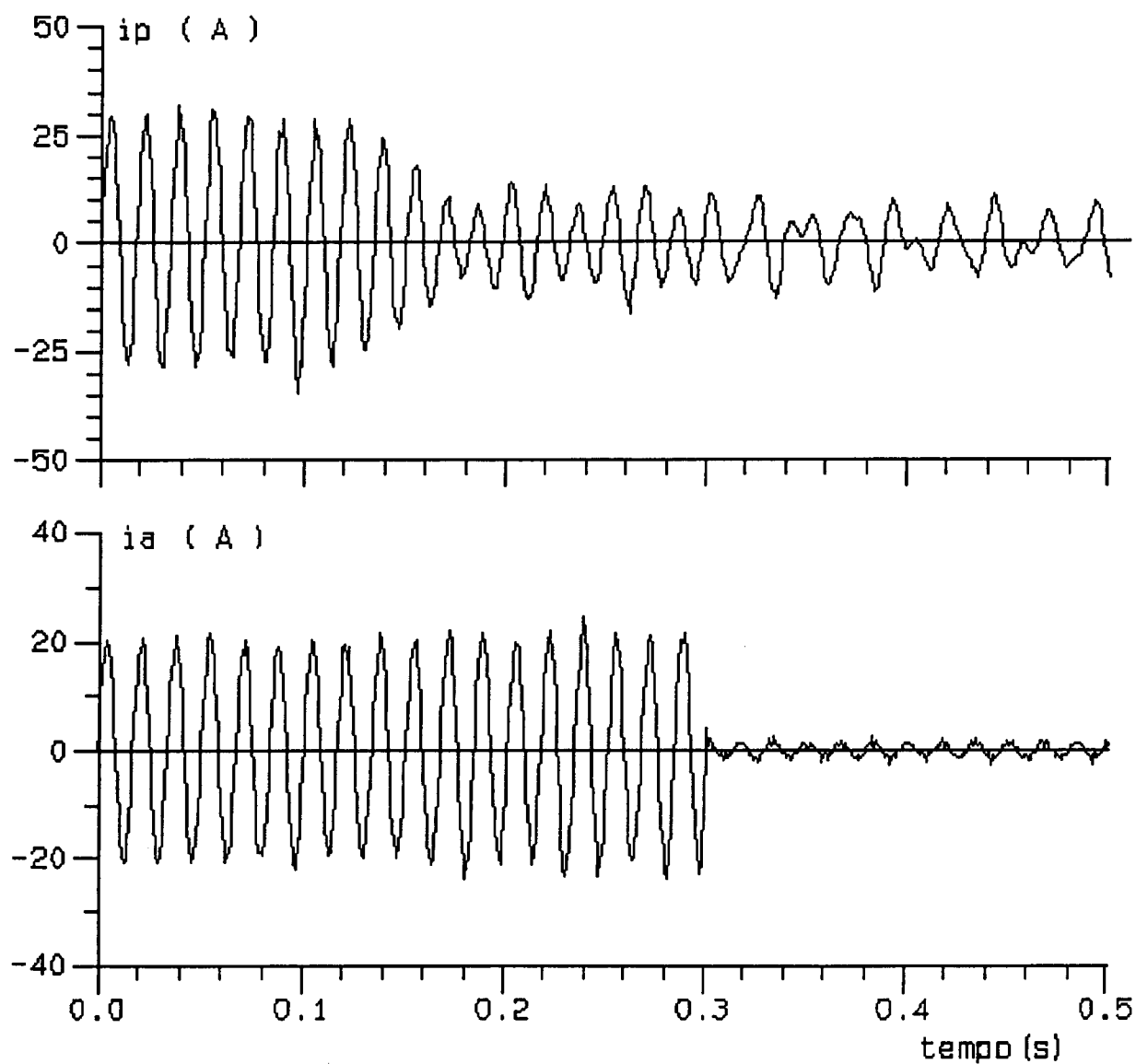


Figura 26. Curvas das correntes dos enrolamentos principal e auxiliar .
partida a vazio (condutividade corrigida).

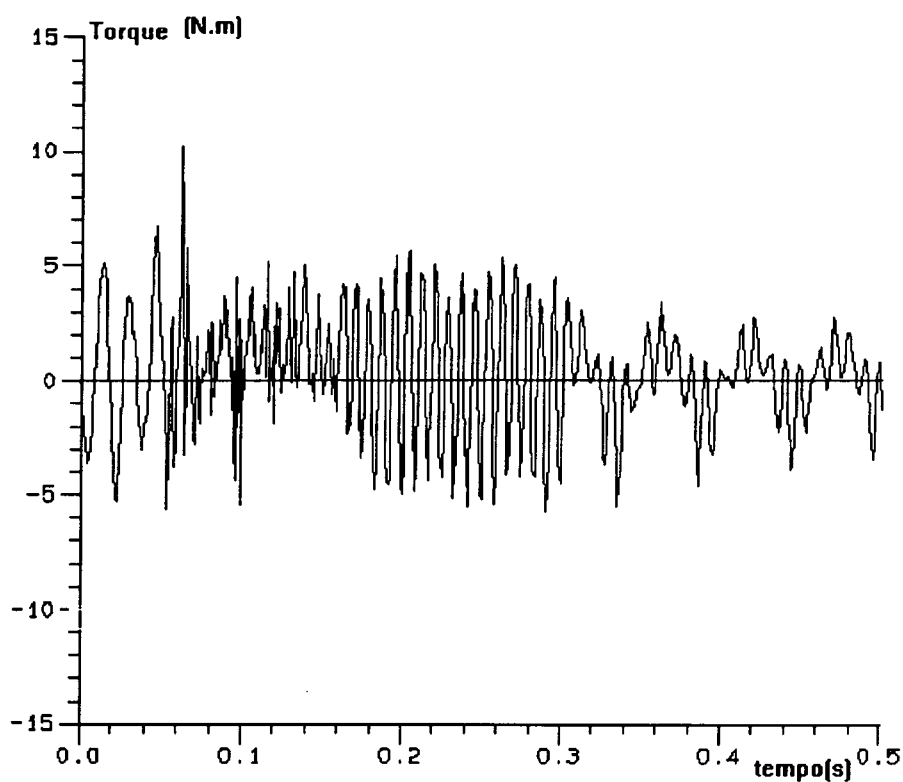


Figura 27. Curva do torque eletromagnético calculado.
(condutividade corrigida)

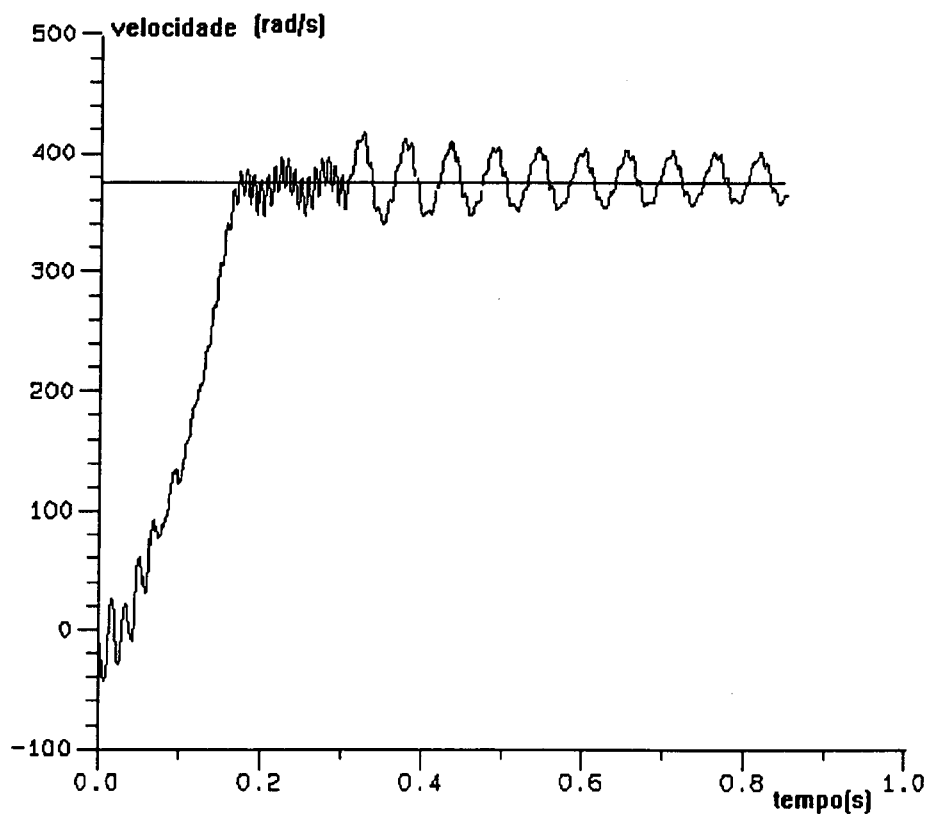


Figura 28. Curva de velocidade a vazio (condutividade corrigida)

A figura 29 apresenta superpostas as curvas das velocidades do motor síncrono mostrada na figura 28 e do motor de indução mostrada na figura 13.a. Comparando-se estas curvas verifica-se que a introdução do imã altera a característica de partida do motor. Enquanto o motor de indução necessita de 22,5 ciclos para atingir pela primeira vez a velocidade síncrona (sem carga nem atrito), o MSIP alcança esta velocidade com apenas 10 ciclos. Entretanto verifica-se que o mesmo não sincroniza imediatamente devido ao aparecimento de uma sub-harmônica de torque. Quando o PTC, após 0,3 segundos, muda o valor de sua resistência introduzindo o capacitor de $20\ \mu\text{F}$, verifica-se que a velocidade média iguala-se à velocidade síncrona. A frequência da sub-harmônica de torque que superpõe-se ao torque médio é de 20 Hz, ou seja, $1/3$ da frequência fundamental o que pode ser associado a uma 3ª harmônica espacial presente em motores monofásicos conforme apresentação feita no capítulo II.

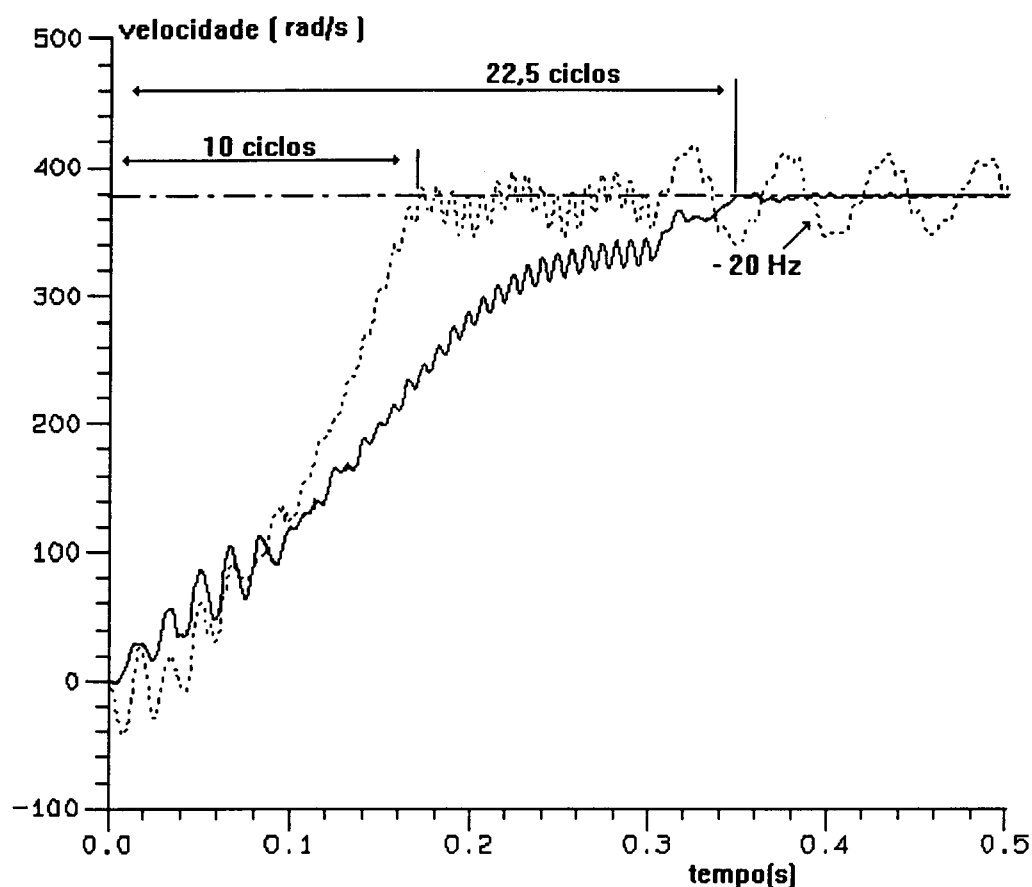


Figura 29. Velocidade em função do tempo. Linha contínua: motor de indução(FGT70). Linha tracejada: motor síncrono.

A explicação para o fato de o MSIP atingir mais rapidamente uma velocidade próxima a velocidade síncrona, tomando por base a figura 29, é a seguinte : até cerca de 0,1 s o campo girante, por ter maior velocidade que o rotor, dá 5 ou 6 voltas completas em torno do mesmo originando as oscilações que se pode observar na velocidade. A partir deste tempo, o rotor já adquiriu velocidade suficiente de forma que o campo girante não consegue mais circundá-lo e o campo do rotor inicia o processo de caça (hunting) ao campo girante acelerando cada vez mais até atingir a velocidade síncrona.

A simulação da partida a vazio da máquina pelo EFCAD inicia com o eixo magnético dos imãs do rotor situado a 90° do eixo do enrolamento principal. O torque eletromagnético de uma máquina síncrona, produzido pela interação dos campos magnéticos produzidos pelos enrolamentos do estator e pelos imãs do rotor, pode ser calculado pela equação 13 a seguir[35] :

$$T_e = -\frac{p}{2} \frac{\mu_0}{2} \frac{\pi D l}{g} F_e F_r \sin \delta_e \quad (13)$$

onde :

p é o número de pólos,

F_e e F_r são os valores de pico das ondas de m.m.f. do estator e rotor respectivamente,

δ_e é o ângulo elétrico de fase espacial entre F_e e F_r ,

D é o diâmetro médio do entreferro,

l é o comprimento axial do entreferro,

g é o comprimento radial do entreferro.

O sinal negativo significa que o conjugado eletromagnético age na direção que diminui o ângulo de deslocamento entre os campos. Se os campos magnéticos do estator e rotor são constantes em amplitude e caminham ao redor do entreferro na mesma velocidade , será produzido um conjugado estável pelos esforços do estator e do rotor para se alinharem

Nas simulações realizadas, o ângulo δ_e situa-se entre 0° e 90° e , por consequência, o torque é negativo tendendo a deslocar o rotor no sentido horário produzindo uma velocidade negativa. Esta característica de velocidade negativa pode ser observada na figura 28 . O torque negativo é devido a interação entre o campo do estator e o campo dos imãs do rotor. Entretanto, o torque assíncrono produzido pela interação entre o campo do estator e o campo produzido pela

Fez-se uma simulação invertendo a polaridade dos ímãs, ou seja, com $-90^\circ < \delta_e < 0$, o que tem efeito contrário, acelerando o rotor positivamente.

Na figura 30 é mostrada as curvas expandidas das duas condições de partida

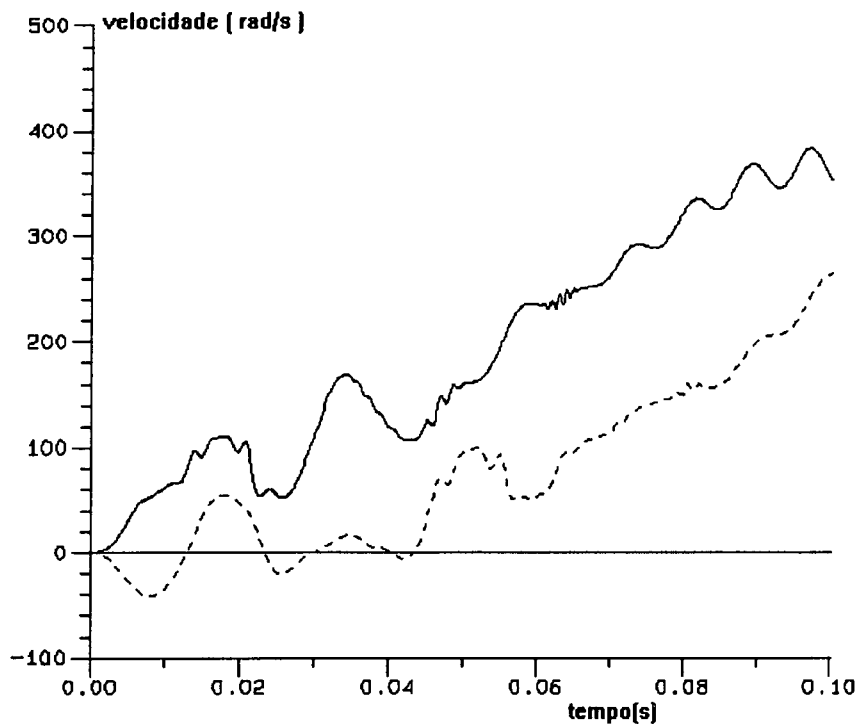


Figura 30. Velocidade em função do tempo para dois valores de δ_e .

Optou-se por continuar o trabalho mantendo a condição de $0^\circ < \delta_e < 90^\circ$, por representar a situação mais desfavorável para a partida do motor

A distribuição de campo magnético para o primeiro protótipo em regime permanente (3600 rpm) e funcionamento a vazio está mostrada na figura 31. Percebe-se que a presença das pontes de ferro (ferro entre o furo retangular existente para impedir o curto-circuito do fluxo dos ímãs e as barras do enrolamento gaiola) são responsáveis pela perda de 44% de fluxo que não atravessam o entreferro. Com o fluxo atravessando preferencialmente esta região de menor relutância, a mesma tende a saturar e conseqüentemente aumentar as perdas no ferro. Com o fluxo no entreferro reduzido, o torque eletromagnético útil desenvolvido pelo motor será também reduzido.

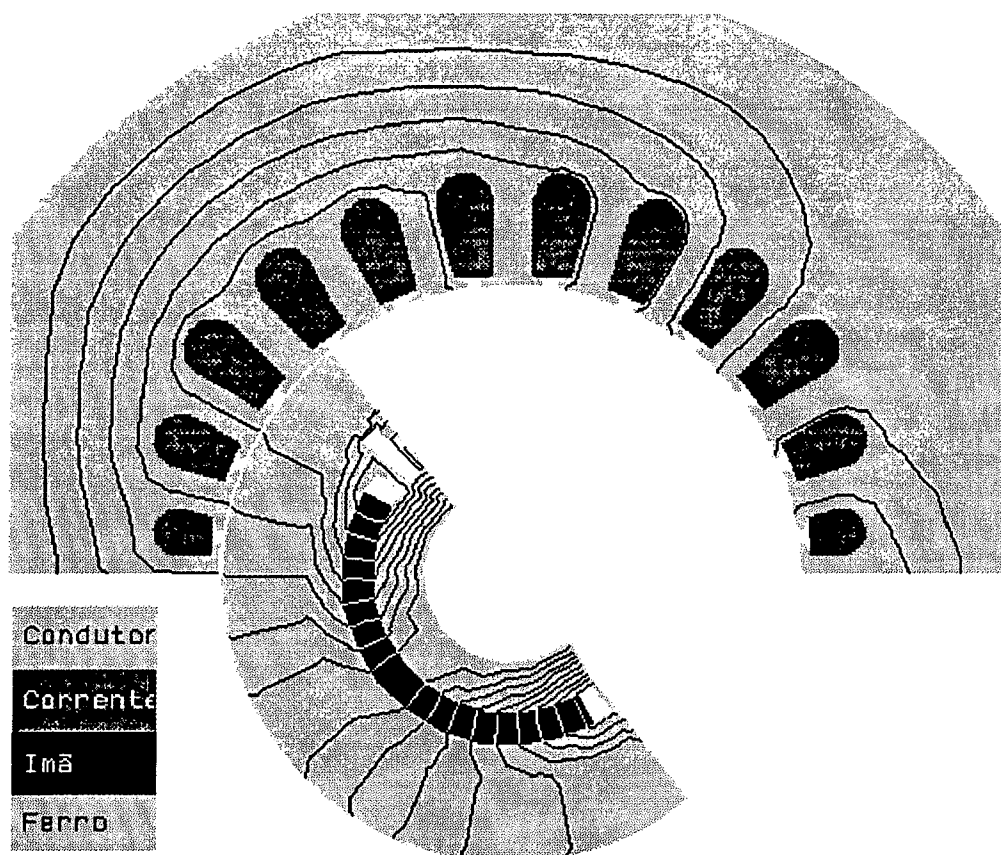


Figura 31. Distribuição de campo magnético para o primeiro protótipo em regime permanente (operação a vazio).

Na figura 32 é mostrada a carta de indução magnética na região da ponte de ferro , onde as tonalidades mais escuras representam as áreas de maior saturação.

Esta perda de fluxo faz com que para conseguir um bom desempenho da máquina mais excitação seja necessária . Para se conseguir este efeito seria necessário a inserção de um ímã de maior volume ou de maior remanência. Aumentar as dimensões do ímã implicaria em sacrificar a área de ferro útil e conseqüentemente comprometer a estrutura e o custo de projeto.

O ímã de NdFeB apresenta a melhor característica de remanência entre os ímãs disponíveis no mercado, logo, é o que pode fornecer mais excitação.

Ficando o desempenho e rendimento do motor comprometido com as perdas de fluxo observadas , simulações e testes experimentais com o motor operando em carga são realizadas.

O estudo do resultado destas simulações em carga, somadas aos resultados obtidos com as simulações da máquina operando a vazio, nos fornecerão dados suficientes para otimizar o projeto.

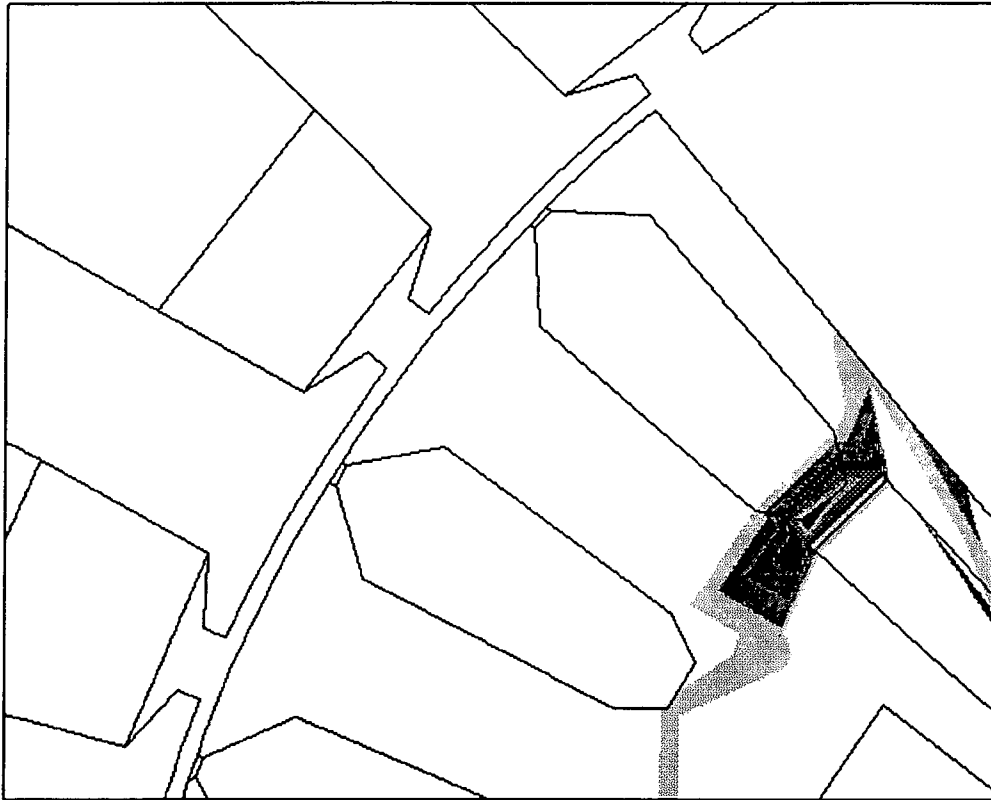


Figura 32. Carta de indução magnética para o primeiro protótipo em regime permanente (operação a vazio).

3-4- Motor síncrono em carga

A fim de verificar o comportamento do motor síncrono em carga foram realizadas duas simulações que são apresentadas a seguir :

3.3.1 Primeira simulação

Inicialmente impôs-se no motor, até 0.3 segundos de simulação, velocidade constante de 377 rad/s. Em 0.3 segundos aplicou-se uma carga crescente em função do tempo, tal que em 0.8 segundos a mesma assumia o valor nominal de 3.21 Kgf.cm conforme figura 33. A velocidade

no período de 0.3 a 0.8 segundos é calculada pelas equações de acoplamento mecânico. Nas curvas de corrente e da velocidade mostradas nas figuras 34 e 35 verifica-se que a máquina não sai do sincronismo.

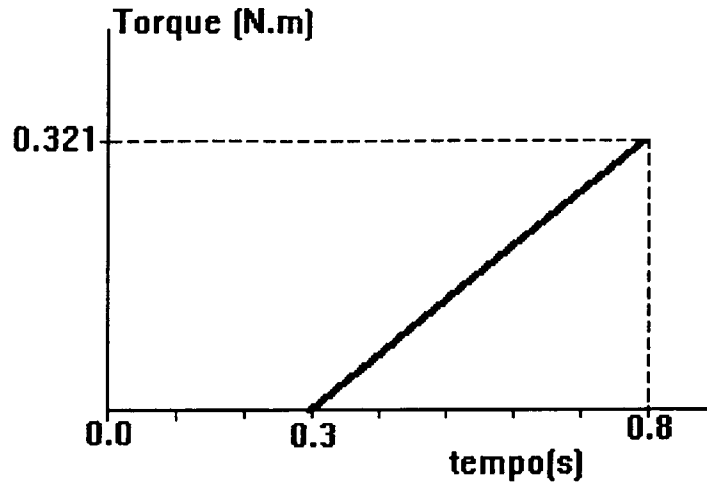


Figura 33. Reta de carga imposta ao primeiro protótipo
(primeira simulação)

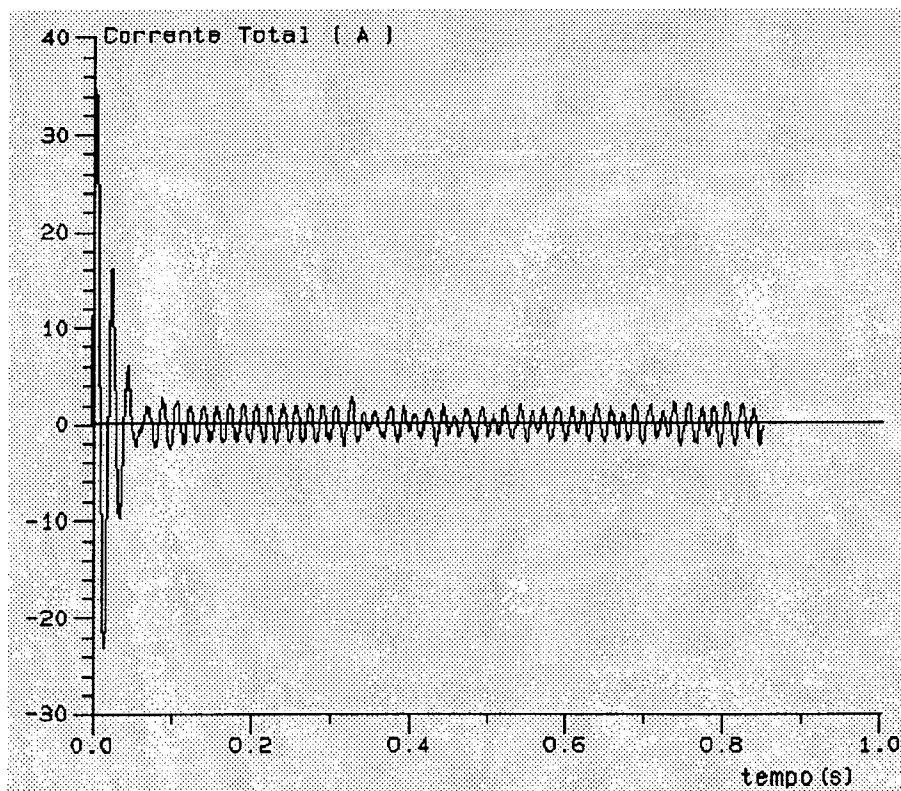


Figura 34. Curva de corrente do primeiro protótipo em carga.
(0.3 a 0.8 segundos).

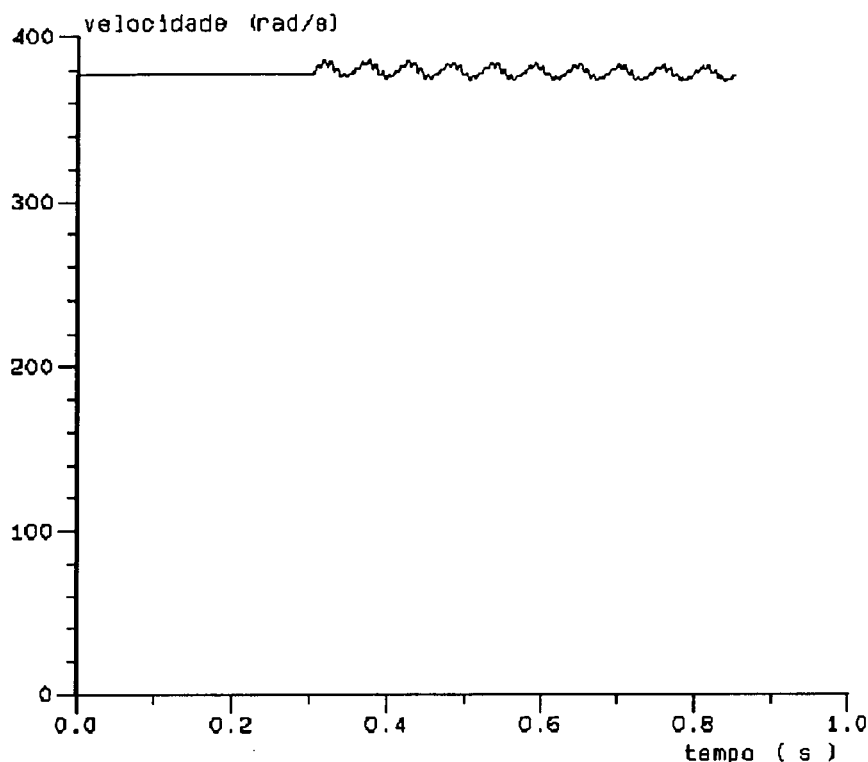


Figura 35. Curva de velocidade do primeiro protótipo em carga.
(0.3 a 0.8 segundos)

3.3.2 - Segunda simulação

Nesta simulação impôs-se a velocidade constante de 377 rad/s no motor até 0.2 segundos. Em 0.2 segundos a máquina gira livremente com a velocidade e o deslocamento passando a ser calculados pelas equações de acoplamento mecânico. Em 0.45 segundos aplica-se um torque de carga crescente com o tempo tal que em 0.8 segundos o mesmo seja três vezes o valor do torque nominal conforme figura 36.

O valor do torque máximo obtido para o motor foi de 2,2 vezes o valor do torque nominal. Para valores de torque superior a este valor máximo, a máquina sai de sincronismo e passa a atuar como um motor de indução. Ver figuras 37 e 38.

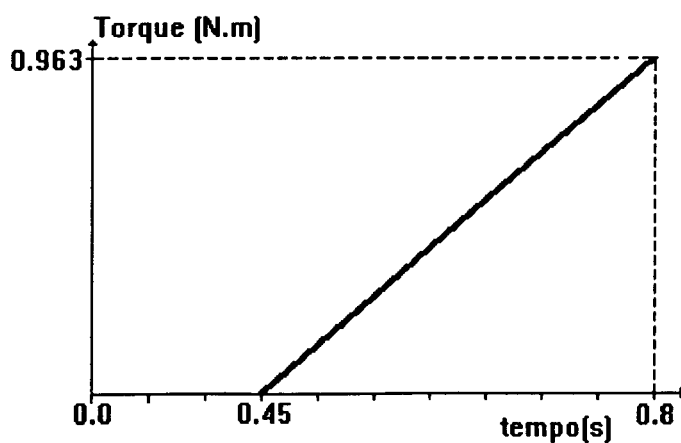


Figura 36. Reta de carga imposta ao primeiro protótipo
(segunda simulação)

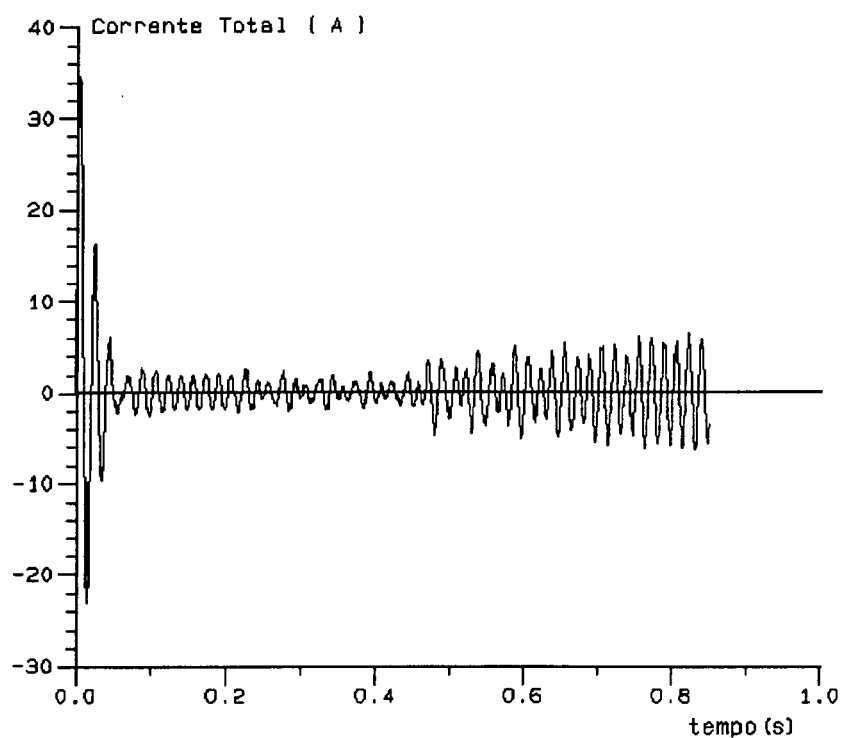


Figura 37. Curva de corrente do primeiro protótipo em carga
(0.45 a 0.8 segundos).

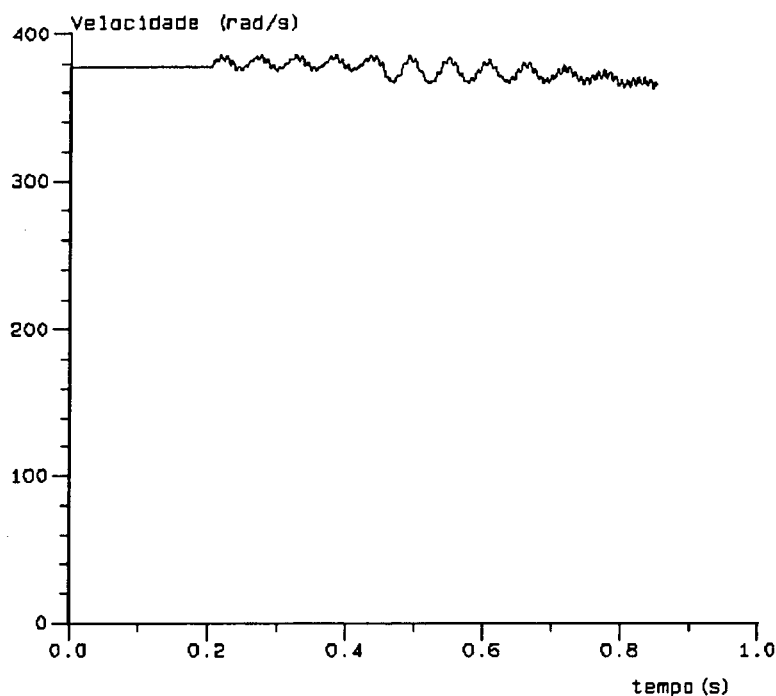


Figura 38. Curva de velocidade do primeiro protótipo em carga
(0.45 a 0.8 segundos).

Uma observação é necessária ser feita com relação ao tempo gasto para efetuar as simulações:

As máquinas usadas foram SPARC LX , 16 Mb, 50 MHz e um servidor MP670, 64 Mb, 50 MHz conectadas à rede SUN.

Para as simulações da partida do motor com tempo de 0,5 segundos, o servidor necessita de 42 horas para realizar o processamento , enquanto a SPARC LX precisa de 97 horas. Esse é o tempo mínimo necessário para a simulação com 100% de processamento da CPU disponível. Caso seja necessário dividir espaço com outros usuários, este tempo pode aumentar consideravelmente.

Deste modo, é importante que cada resultado seja bem estudado e o objetivo de cada simulação a ser realizada seja bem definido. Caso contrário, muito tempo pode ser desperdiçado na concepção de um projeto.

3-5- Ensaio do motor síncrono em carga

O teste experimental do motor síncrono em carga foi feito com o mesmo já operando em regime permanente.

Conforme mencionado no item 3.2 não foi feita nenhuma adaptação do enrolamento do estator em relação a força eletromotriz gerada pela ação dos imãs. Deste modo, foram realizados vários ensaios, com valores distintos de tensão de armadura, a fim de obter o valor correspondente ao máximo rendimento.

Estes ensaios foram realizados com o dinamômetro do laboratório de controle de qualidade da EMBRACO.

As curvas da figura 39.a mostram os máximos rendimentos obtidos. Verifica-se que o maior rendimento medido foi de 92,5% a 56% da carga nominal e 75 Volts. Com a tensão de 85 Volts e 70% da carga nominal o rendimento foi de 91,3%. Com 100% da carga nominal, o máximo rendimento obtido foi de 89,6% e 85 Volts de tensão de armadura.

O motor de indução a partir do qual o motor síncrono a imãs foi concebido é um motor especial, de alto rendimento. As curvas de rendimento deste motor são mostradas na figura 39.b onde verifica-se que o máximo rendimento é de 87%. Estes resultados quando comparados com as curvas de rendimento do motor síncrono da figura 39.a confirmam a capacidade de melhor desempenho esperada para o motor síncrono.

Conclui-se deste modo que é necessário fazer a adaptação dos enrolamentos do estator a f.e.m. e conseqüentemente um estudo mais completo pois a otimização de todos os parâmetros da máquina irá influenciar decisivamente no desempenho do motor.

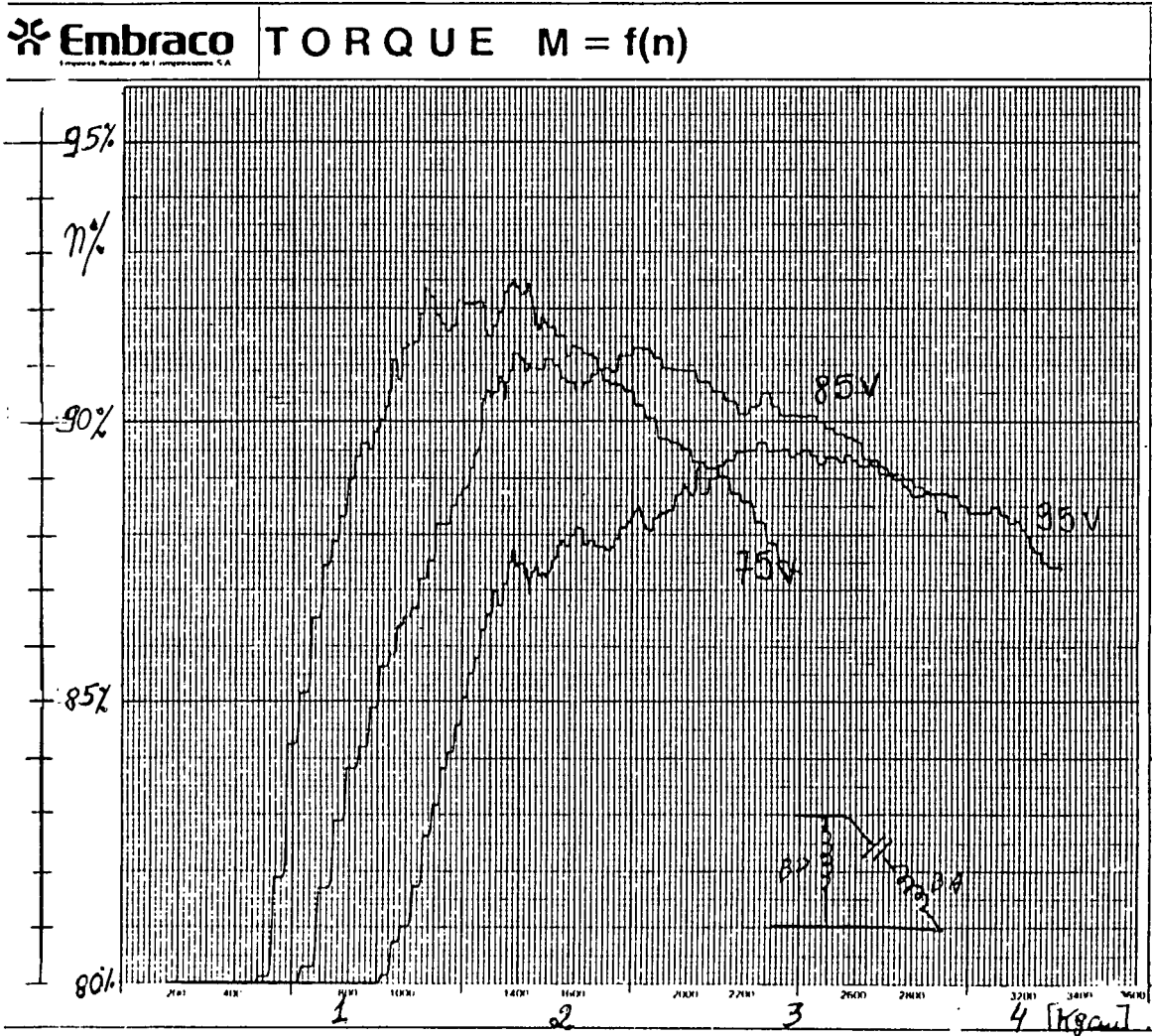


Figura 39.a. Curvas de rendimento para o motor síncrono em carga.

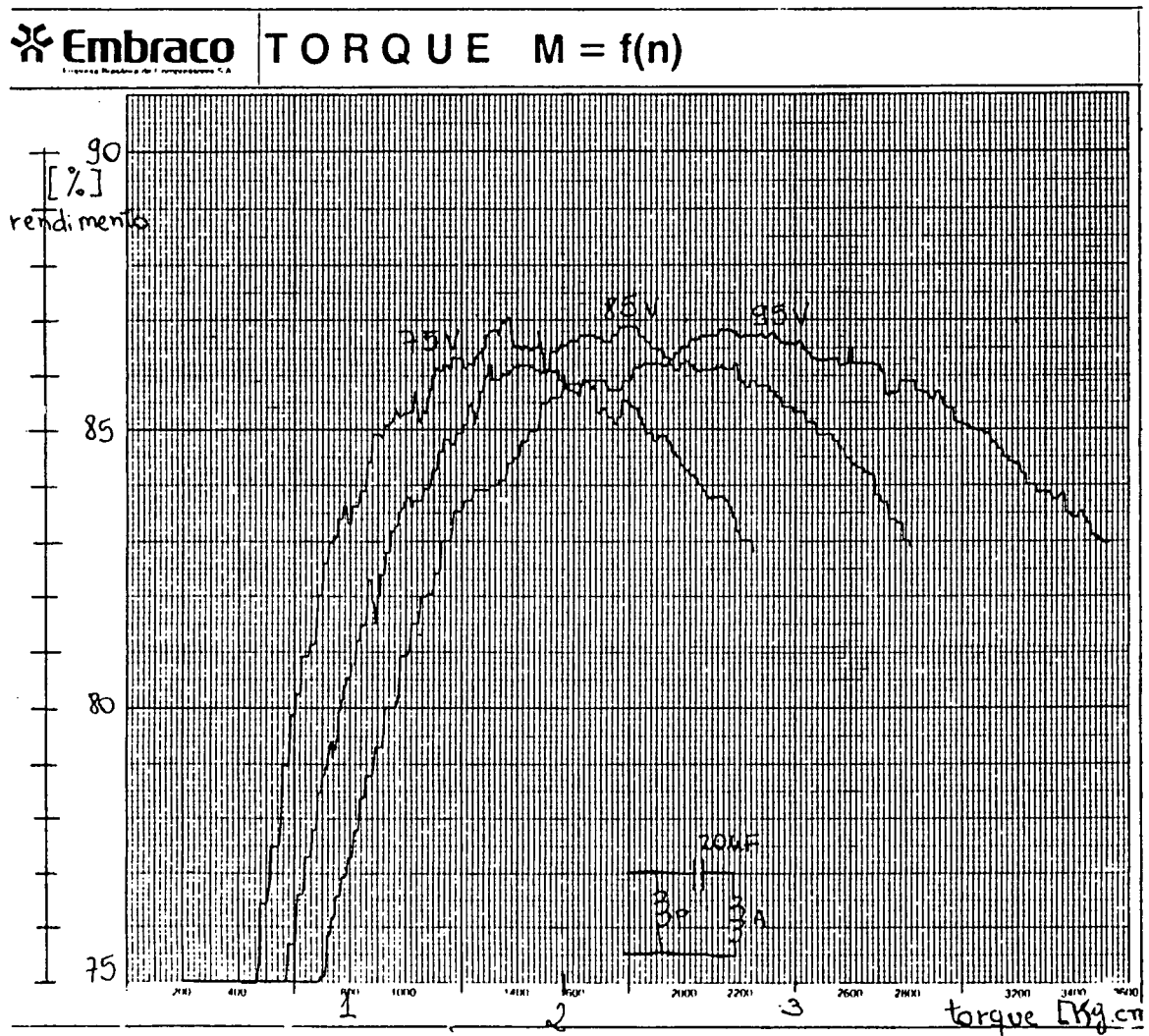


Figura 39.b. Curvas de rendimento para o motor de indução em carga.

3.6 - Conclusão

Os resultados obtidos com o primeiro protótipo construído foram bastante importantes pois validaram a metodologia usada na simulação . Mostraram também que a inserção do imã deu ao motor boa capacidade de sincronização sem que o mesmo perdesse sua capacidade de partida.

Ensaio feito na EMBRACO com a máquina operando em carga mostraram também que adaptando a tensão de alimentação ao fluxo dos imãs é possível obter rendimento superior a 90%.

A análise de alguns resultados deste protótipo contudo, mostram que algumas modificações na estrutura e nas características dos imãs são necessárias a fim de obter um motor de melhor desempenho e menor custo. Um segundo protótipo deste modo deverá ser construído.

É importante salientar que neste estudo não existe uma preocupação em adaptar os enrolamentos ao fluxo dos imãs. Desta forma, o segundo protótipo a ser construído mantém as dimensões e bobinagem do primeiro protótipo.

Por não ser o objetivo principal deste trabalho, um projeto específico para o MSIP não foi realizado.

CAPÍTULO 4 - ANÁLISE DO MOTOR SÍNCRONO MONOFÁSICO

A IMÃS DE FERRITE

4-1- Introdução

Conforme visto no capítulo III algumas modificações são necessárias no primeiro protótipo a fim de adequá-lo às especificações exigidas com relação ao rendimento da máquina e redução de custo.

Um segundo protótipo é construído e um estudo é realizado a fim de obter informações que possam ser usados para sua otimização. Neste capítulo mostra-se a análise dos resultados obtidos.

Inicialmente é apresentada a modificação na estrutura. Na sequência são mostrados resultados de simulação obtidos com a variação de parâmetros da máquina assim como tipo de ímã empregado e tensão na armadura.

Ensaio deste protótipo em carga também são realizados, sendo os resultados dos mesmos apresentados no fim do capítulo e comparados com os do motor de indução original e o primeiro protótipo do motor síncrono.

4-2- Definição da estrutura

O segundo protótipo mantém as dimensões e bobinagem do primeiro protótipo.

A modificação feita com relação ao primeiro protótipo portanto é a completa eliminação das pontes de ferro a fim de evitar a perda de fluxo. Esta modificação na estrutura é mostrada na figura 40.

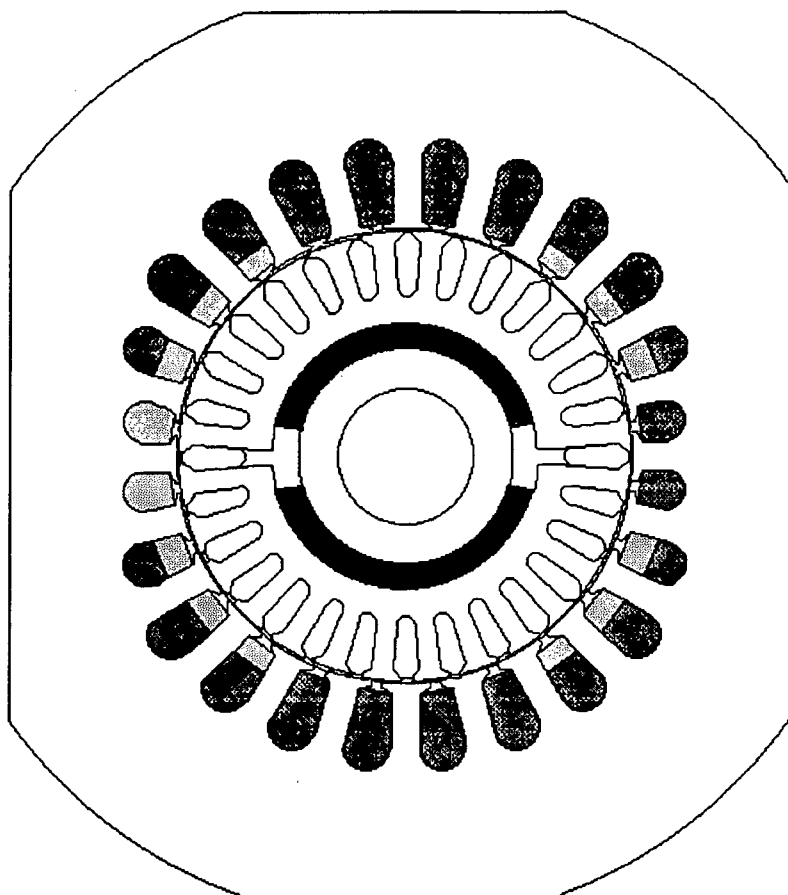


Figura 40. Estrutura do segundo protótipo.

4-3- Simulação da máquina a NdFeB operando a vazio

4-3-1- Determinação da força eletromotriz a vazio

Observa-se na distribuição de campo mostrada na figura 41, onde a máquina está operando em regime permanente a vazio que houve um ganho real de fluxo de aproximadamente 33,3% . Este fato significa conseqüentemente ganho de torque , pois o mesmo é dependente da densidade de fluxo no entreferro.

A tensão induzida nos enrolamentos também aumenta na proporção verificada para o fluxo. Portanto, o valor da f.e.m para o segundo protótipo é de 116 Volts de pico .As formas de onda medidas e calculadas pela ação geradora dos ímãs são mostradas nas figuras 42 e 43 . Observa-se um leve achatamento nas formas de onda medidas e calculadas. Este fato poderia ser explicado a princípio por uma possível saturação do meio ferromagnético.

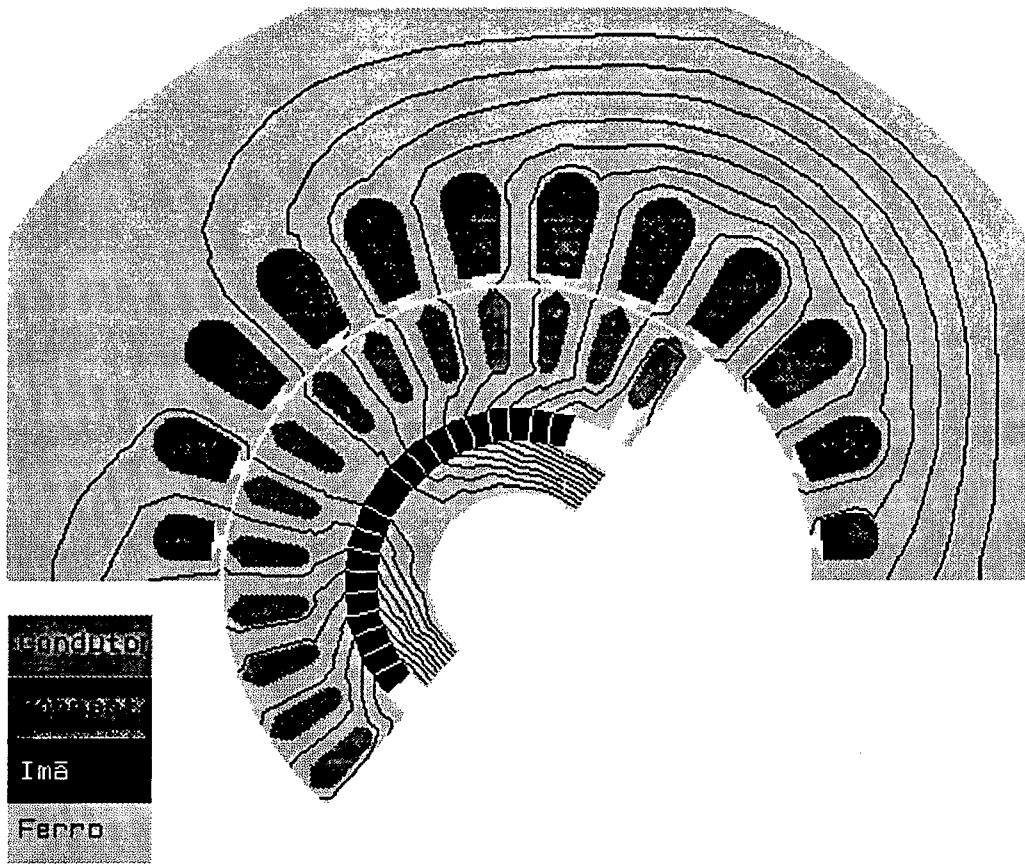


Figura 41. Distribuição de campo do segundo protótipo .
(regime permanente a vazio).

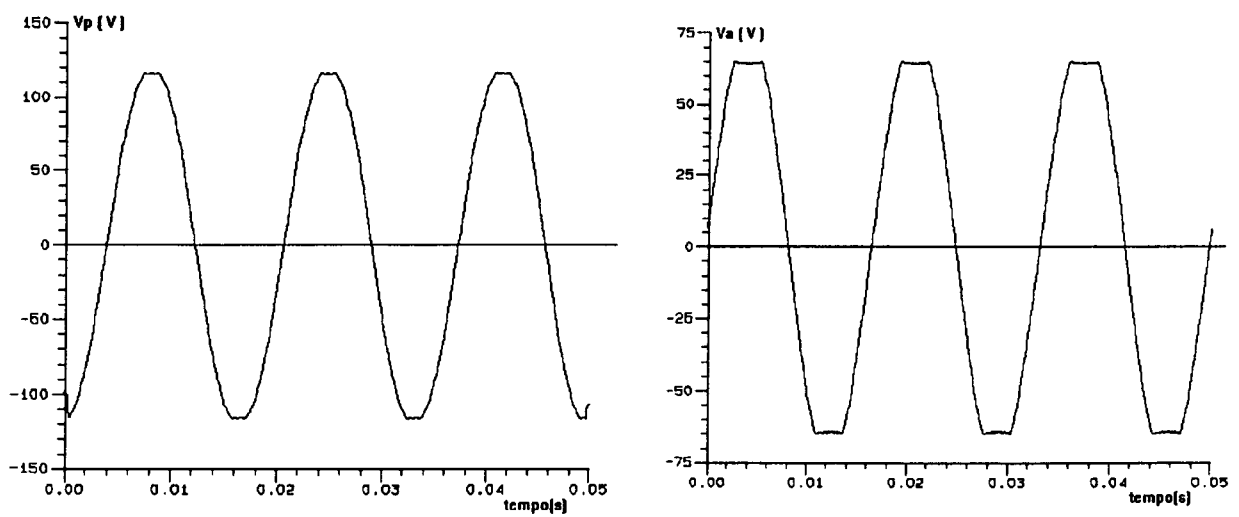


Figura 42. Força eletromotriz calculada do segundo protótipo com NdFeB.

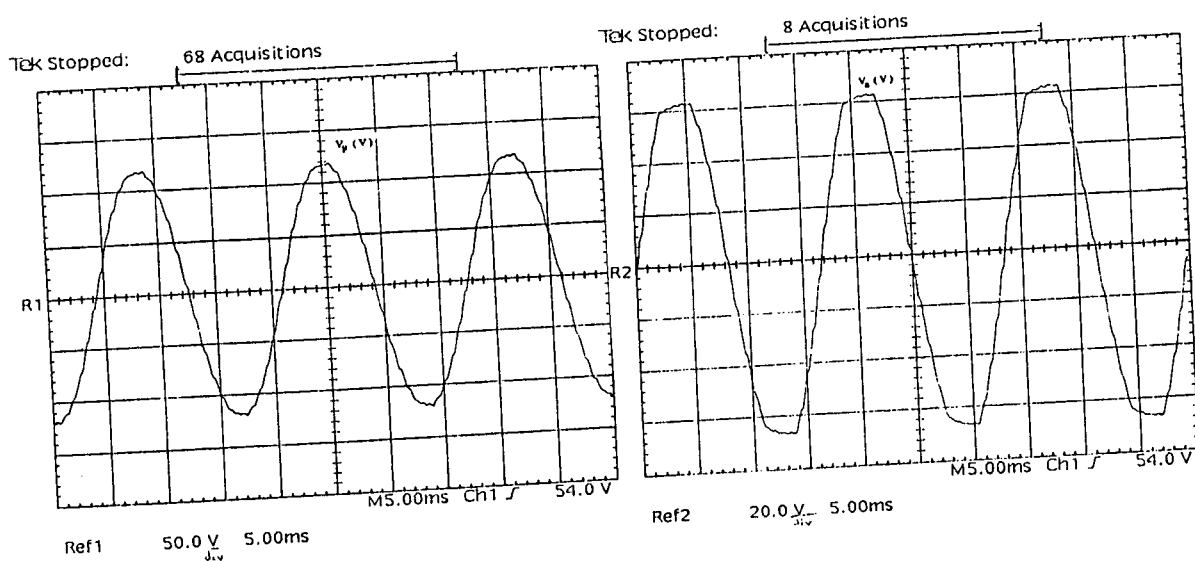


Figura 43. Força eletromotriz medida do segundo protótipo com NdFeB.

4-3-2- Partida com tensão nominal de 150 Volts eficazes

Conforme visto no capítulo anterior existe o interesse em manter a tensão de operação do motor síncrono a ímãs permanentes igual a tensão comercial do motor de indução original. Desta forma fez-se inicialmente simulações com o valor de tensão de 115 Volts eficazes.

Como resultado, as correntes calculadas dos enrolamentos principal e auxiliar mantêm-se no valor de rotor bloqueado e dessa forma, o motor não parte. O motor também não partiu no teste experimental.

A fim de determinar a tensão necessária para que o motor apresentasse boa capacidade de partida, fez-se uma série de simulações tendo-se chegado ao valor de 150 Volts eficazes.

A figura 44 mostra a curva da velocidade calculada para o motor operando nesta tensão. Verifica-se que além de boa capacidade de partida o mesmo apresenta boa capacidade de sincronização.

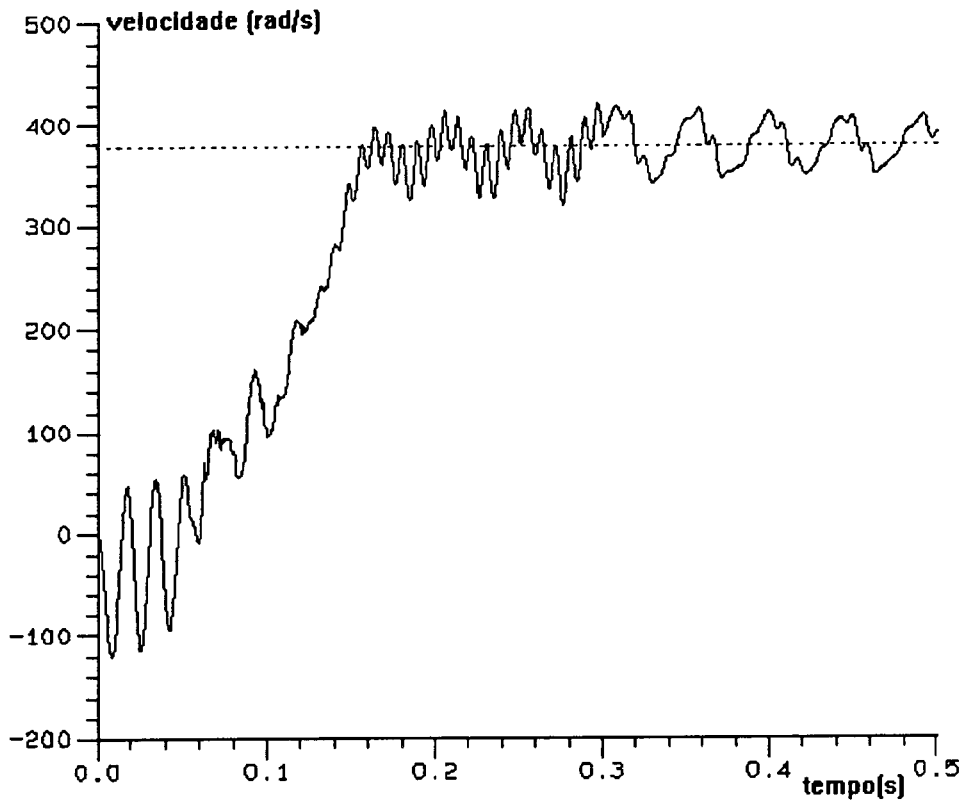


Figura 44. Curva de velocidade do segundo protótipo com 150 Volts.

Como o motor síncrono está bobinado com o enrolamento do motor de indução original, a tensão de 150 Volts não é apropriada pois eleva a densidade de corrente nos mesmos e tende a saturar o meio ferromagnético. Estes fenômenos aumentam as perdas e comprometem o rendimento da máquina.

As formas de onda das correntes dos enrolamentos principal e auxiliar estão mostradas na figura 45. Na figura 46 é mostrada a curva de torque e na figura 47 a carta de indução de uma região dos dentes do estator sujeita à saturação.

Da figura 45, obtêm-se uma corrente no enrolamento principal de 23,7 Amperes na partida. Esse valor é o dobro da corrente obtida para o motor de indução original na mesma condição de operação. Visto que este alto valor de corrente ocorre num espaço de tempo muito pequeno, a atenção deve ser preferencialmente dada à condição de regime permanente.

Para a operação em regime permanente, verifica-se que a corrente do enrolamento principal é 4 vezes maior que o motor de indução. Este alto valor de densidade de corrente, aproximadamente $9,5 \text{ A/mm}^2$ não é aceitável, visto que o motor operará num ambiente herméticamente fechado. O máximo valor de densidade de corrente permitida pela EMBRACO é de 5 A/mm^2 sob carga nominal.

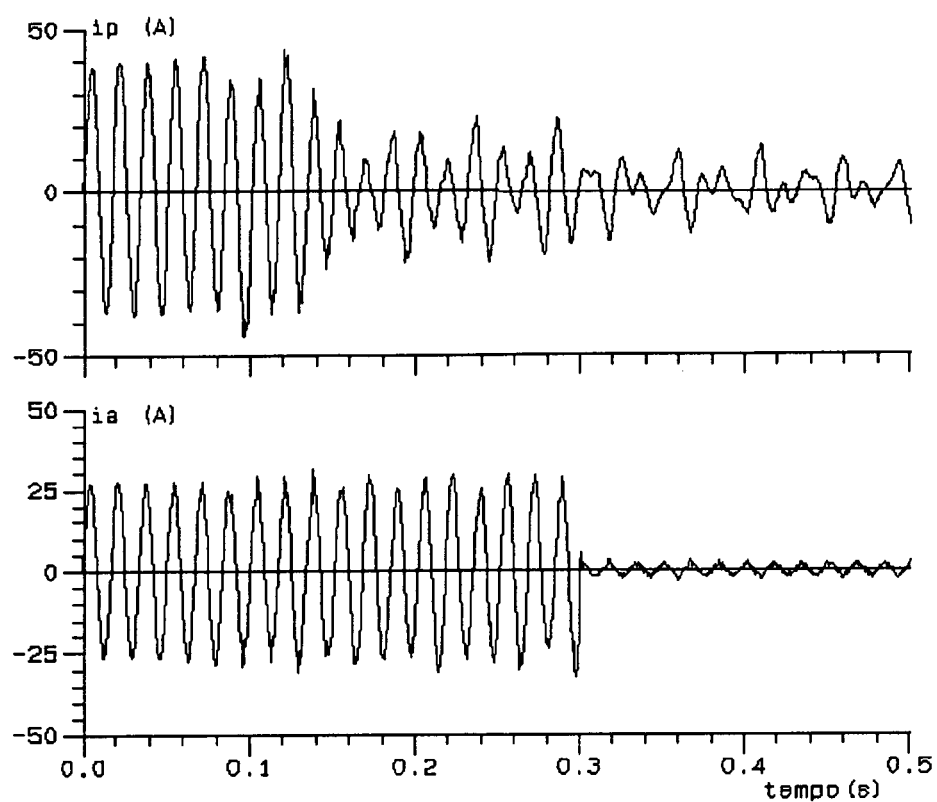


Figura 45. Correntes nos enrolamentos principal e auxiliar com 150 Volts.

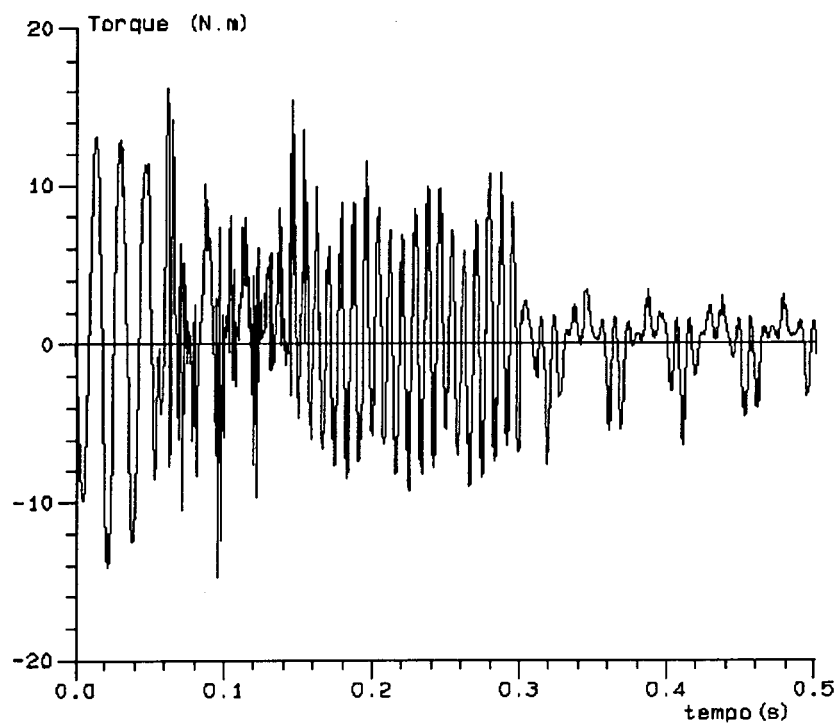


Figura 46. Curva de torque do motor síncrono com 150 Volts.

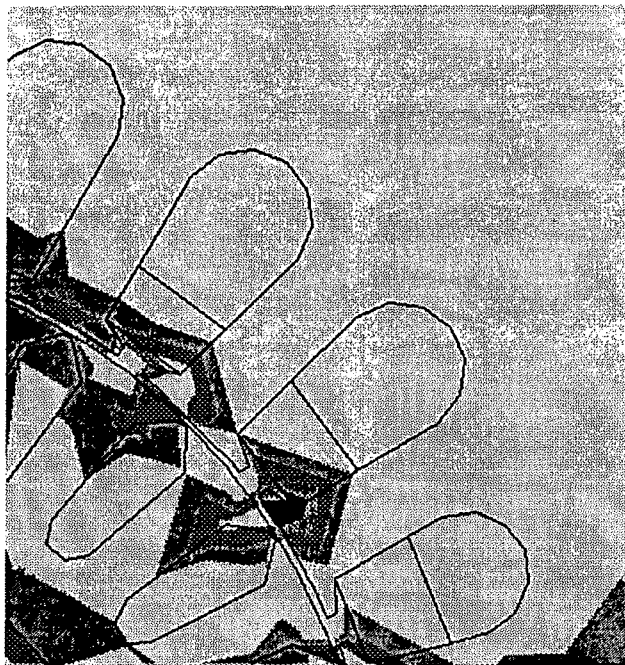


Figura 47. Carta de indução magnética com regiões escuras
sendo as áreas de maior saturação.

4-4- Ensaio do motor síncrono a NdFeB operando em carga

Conforme afirmado no capítulo III, o primeiro protótipo apresentou , adaptando-se a tensão dos enrolamentos a f.e.m. , um rendimento de aproximadamente 92%.

O mesmo ensaio feito com o segundo protótipo, também com a tensão adaptada , mostrou que este motor mantém o alto valor de rendimento. Na figura 48 é apresentado o resultado deste ensaio, onde o máximo rendimento obtido foi de aproximadamente 92,7% com 70% de carga nominal e 95 Volts.

Com 100% da carga nominal e 105 Volts o rendimento foi de 91,5%. Verifica-se deste modo que a eliminação das pontes de ferro realmente conferem ao motor um maior torque eletromagnético.

Ensaio de carga com o motor operando em regime e tensão de 115 Volts foram realizados(a velocidade é imposta, visto que o motor não parte sozinho nesta tensão). Para um valor de carga de 0.57 N.m (aproximadamente 1.8 vezes o torque nominal do motor de indução original) a densidade de corrente obtida no enrolamento principal do estator foi de 5,4 A/mm². Conclui-se portanto que o motor está com valores de densidade de corrente aceitáveis, obedecendo o valor máximo permitido pela EMBRACO.

Um ensaio para verificar o torque máximo foi realizado para diversos valores de tensão. Para uma tensão nominal de 115 Volts (velocidade imposta), o torque máximo obtido foi de 3 vezes o torque nominal do motor de indução.

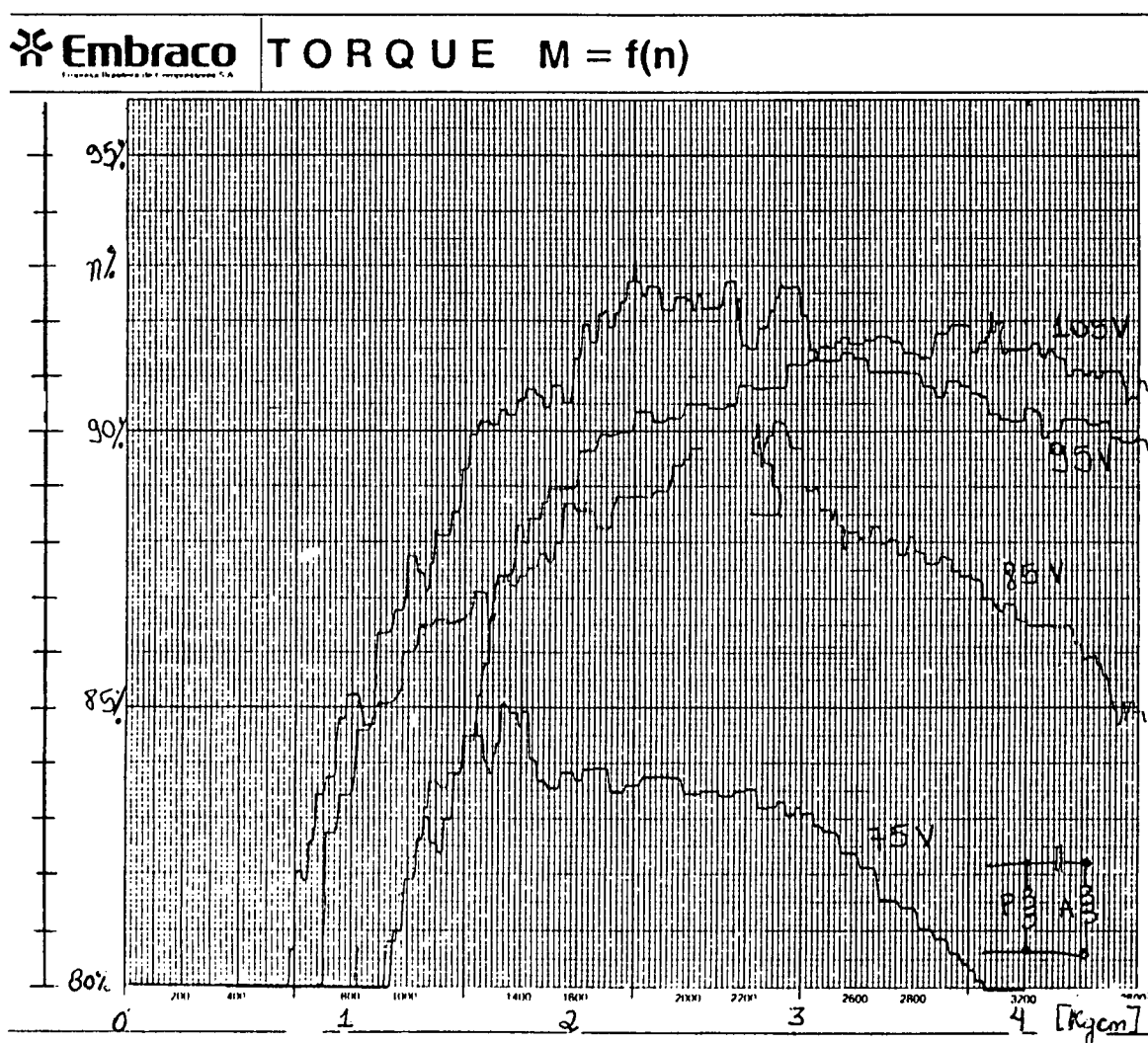


Figura 48. Curvas de rendimento do segundo protótipo a imãs de NdFeB.

4-5 - Simulação da máquina operando a imãs de Ferrite

4-5-1- Partida do motor a vazio

Apesar dos resultados satisfatórios obtidos com o emprego do NdFeB a sua utilização a nível industrial a curto prazo , ficaria comprometida devido ao seu elevado custo.

Desta forma o imã de NdFeB foi substituído por uma imã de ferrite de mesma dimensão do anterior. A tensão aplicada nos enrolamentos mantêm-se no valor calculado de 150 Volts.

O resultado obtido com essa substituição é mostrado na figura 49, onde são comparadas as curvas de velocidade do motor com Ferrite em relação ao motor com NdFeB visto nos itens 4-3 e 4-4 . Percebe-se claramente que o torque de frenagem devido aos imãs é sensivelmente reduzido ao se empregar o imã de ferrite e a máquina não perde sua capacidade de sincronização.

As curvas de corrente e de torque para o motor operando com ferrite são mostradas nas figuras 50 e 51 respectivamente. O alto valor de densidade de corrente verificado com o emprego do NdFeB é também verificado no protótipo com Ferrite.

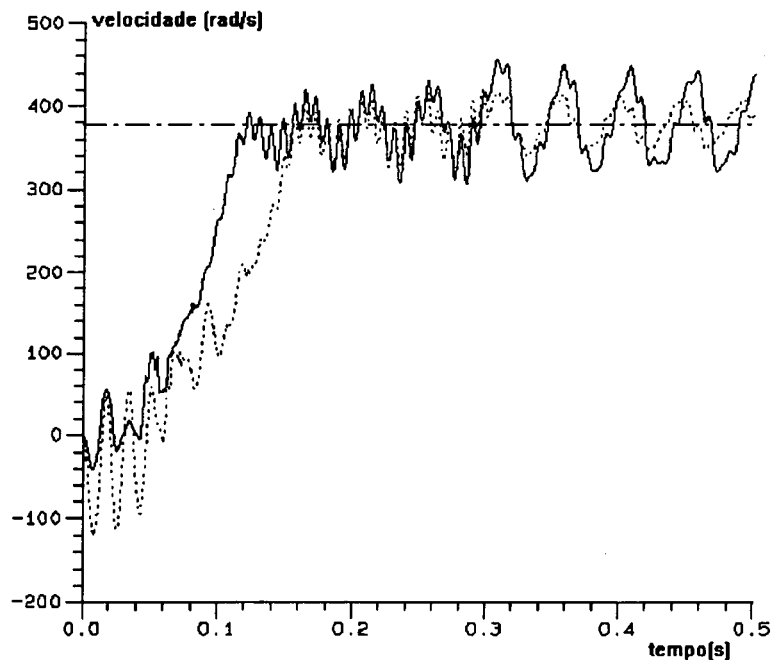


Figura 49. Velocidade em função do tempo.

Linha tracejada : motor com NdFeB. Linha contínua: motor com ferrite

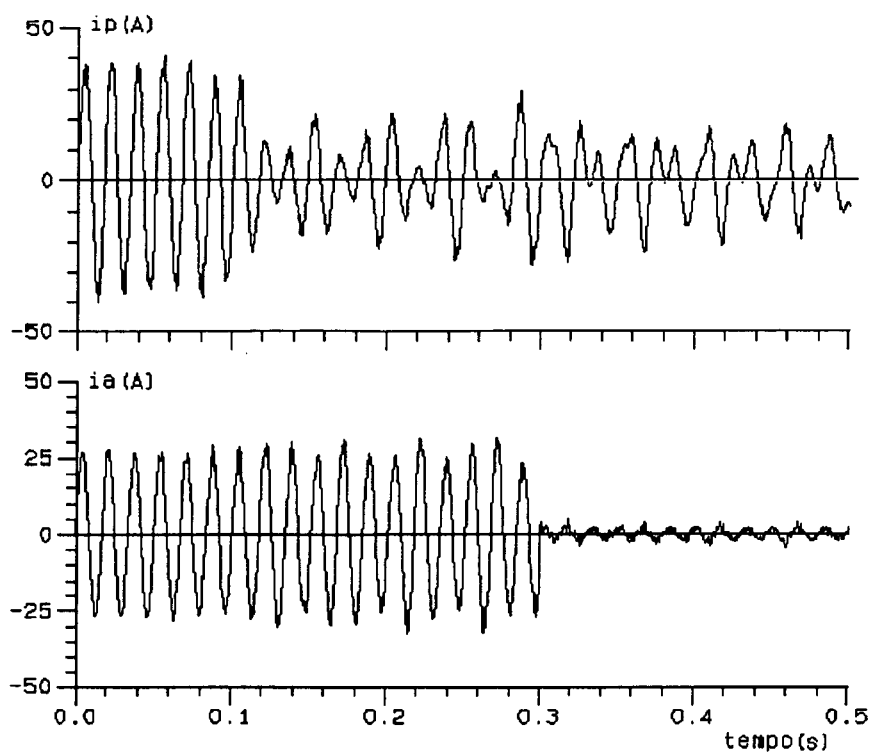


Figura 50. Correntes nos enrolamentos do motor com ferrite.

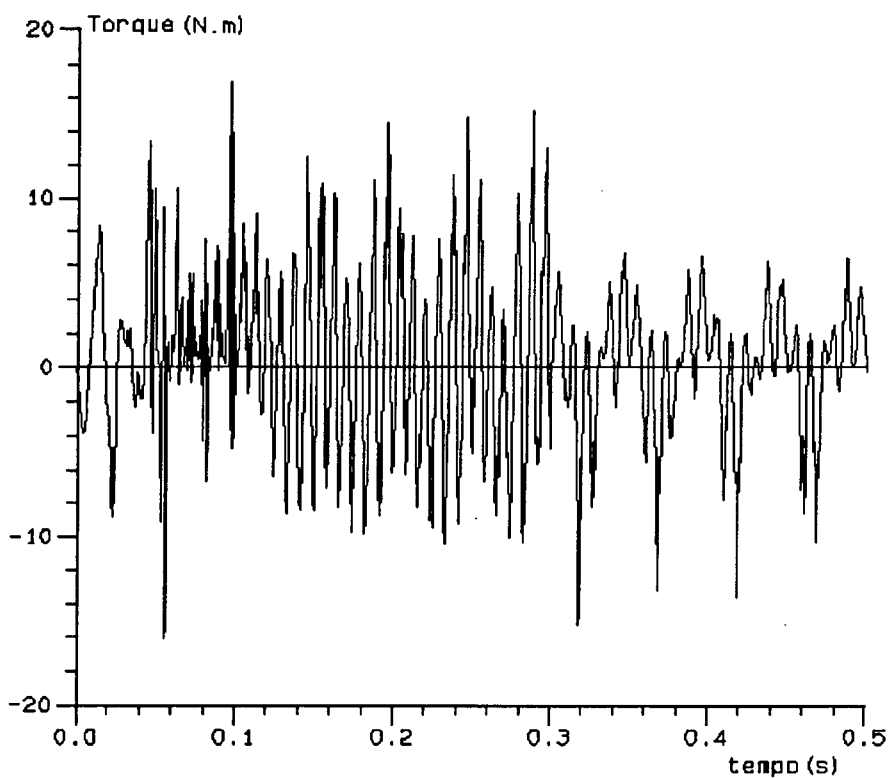


Figura 51. Torque eletromagnético do motor com ferrite.

4-5-2- Efeito de variação de parâmetros de projeto.

Com o objetivo de melhorar o projeto do motor síncrono com ímãs de ferrite fez-se um estudo para avaliar o efeito da variação de parâmetros de projeto.

Inicialmente é feita a simulação com a tensão nominal de 115 Volts. Na sequência é feita a variação da resistência das barras do rotor e empregado o capacitor de partida.

a) Variação da tensão aplicada

Com a substituição do ímã de NdFeB pelo de ferrite a f.e.m gerada cai na mesma proporção da variação da indução ou seja para aproximadamente 41 Volts. Desta forma é feita a simulação da partida do motor com 115 Volts eficazes.

A figura 52 apresenta superpostas as curvas de velocidade do motor com tensão de 115 e 150 Volts.

Uma tensão maior significa um torque de sincronização maior. A análise das curvas da figura 52 valida essa teoria pois verifica-se que a máquina ao operar com a tensão de 115 Volts demora mais para atingir a velocidade síncrona e desta forma compromete o desempenho da máquina.

Além disso, devido à diminuição do torque de sincronização , verifica-se o aumento das oscilações de torque em regime permanente.

b) Variação da resistência das barras do rotor.

Uma das soluções possíveis para melhorar a partida do motor é aumentar a resistência das barras do rotor, mas isto a nível prático implicaria na construção de um novo protótipo.

A fim de obter o mesmo efeito de aumento de resistência, considera-se na simulação que as barras do rotor são de material de condutividade elétrica menor que a do alumínio. É considerado aqui que o material empregado tem condutividade 2,5 vezes menor que o empregado normalmente pela EMBRACO. É evidente, conforme figura 53 que houve um aumento na aceleração , porém não o esperado. A capacidade de sincronização contudo é sensivelmente afetada.

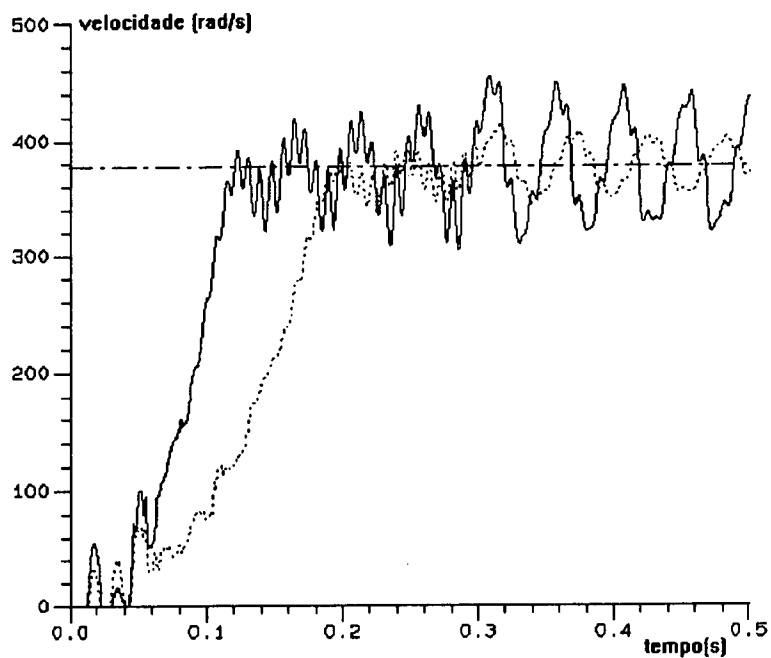


Figura 52. Curva de velocidade em função do tempo para o motor com ferrite. Linha tracejada: 115 Volts. Linha contínua: 150 Volts.

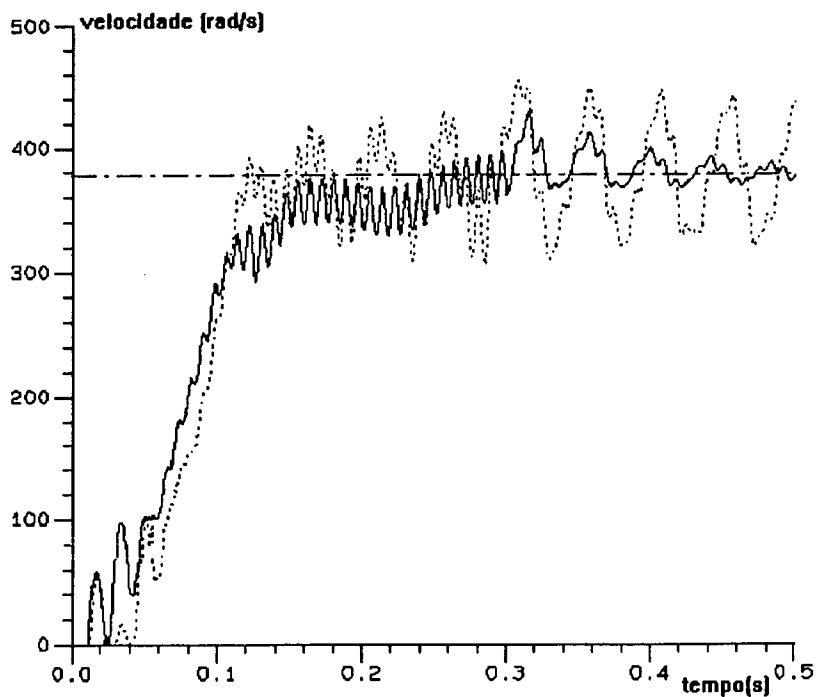


Figura 53. Velocidade em função do tempo para o motor com ferrite.

Linha tracejada: Condutividade normal

Linha contínua: Condutividade reduzida.

c) Capacitor de partida

Um dos métodos normalmente empregados para aumentar o torque de partida do motor de indução bifásico (monofásico com enrolamento auxiliar) é usar um capacitor de partida. De forma a verificar o comportamento do motor síncrono com este sistema de partida, uma série de simulações foram realizadas.

A determinação do capacitor de partida foi feita com o uso de um programa de análise de projetos de máquinas elétricas monofásicas com enrolamento auxiliar, **MIBI** , desenvolvido no GRUCAD.

Este programa usa a técnica de campos girantes levando em conta a existência de harmônicas espaciais introduzidas pela distribuição dos enrolamentos principal e auxiliar.

Como a determinação do capacitor de partida não necessitava ser muito precisa, uma vez que se tratava de demonstrar apenas as melhorias que a introdução do mesmo produziria, a estrutura magnética da máquina não foi informada ao programa com o grau de detalhe necessário à uma análise mais precisa. A existência de ranhuras com diversos tamanhos no estator não foi considerada. Dessa forma foram introduzidos os dados dos enrolamentos e foram testados diversos valores de capacitores tendo-se concluído que 150 μF seria um valor adequado ao estudo. Entretanto, deve ser salientado que o capacitor assim como os enrolamentos da armadura devem ser projetados adequadamente levando em conta os ímãs permanentes assim como a estrutura magnética da máquina, principalmente as formas de ranhuras. Isso pode ser feito futuramente, se julgado necessário.

Outra facilidade que está sendo introduzida no programa é a possibilidade de analisar máquinas com mais de um tipo de ranhuras (como é o caso presente), e tratar problemas de máquinas trifásicas com as formas de desequilíbrio mais comuns.

Por outro lado a análise demonstrou que o atual sistema de partida, embora eficaz para um motor de indução tradicional partindo praticamente sem carga, não é adequado para um motor com ímãs permanentes no rotor, visto que esta máquina para vencer o efeito dos ímãs, necessita de um torque de partida bem mais elevado, e cujo valor só pode ser obtido com o uso de um capacitor. O valor do capacitor, no entanto, necessita ser criteriosamente escolhido, uma vez que, embora seu aumento seja acompanhado de um aumento de torque de partida é também acompanhado de oscilações após o sincronismo.

A figura 54 apresenta superpostas as curvas de velocidade do motor síncrono partindo com o capacitor de 150 μF e partindo com o PTC. Observa-se que houve um sensível aumento no torque de partida.

As oscilações após a sincronização também são mostradas e conclui-se que o uso de capacitor de partida e capacitor de operação é uma solução bastante interessante.

Comparando-se os resultados da figura 54 com os da figura 29 observa-se que o tempo de aceleração do motor caiu de 10 para apenas 5 rotações. Desta forma conclui-se que o emprego de um capacitor de partida associado com a utilização de um imã com força coercitiva menor dá ao motor excelentes condições de aceleração, sem prejuízo para a capacidade de sincronização.

O resultado negativo que se observa na figura 54 diz respeito a sub-harmônica de torque em regime síncrono. Resultados parciais indicam que esta sub-harmônica poderia ser atribuída a uma ressonância entre as reatâncias da armadura da máquina com o capacitor de partida e de marcha.

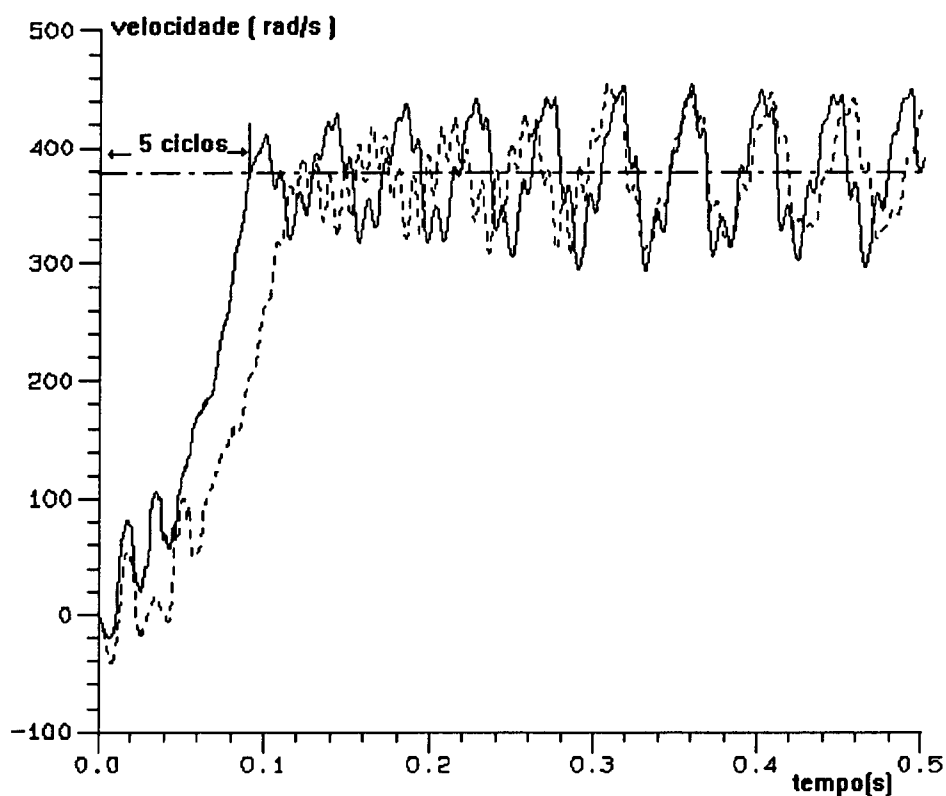


Figura 54. Curva de velocidade em função do tempo. Linha tracejada : partida com PTC. Linha contínua : partida com capacitor.

Uma das maneiras possíveis de se amortecer esta sub-harmônica de torque é aumentar a resistência das barras do rotor. Com o objetivo de investigar mais detalhadamente esse fenômeno, fez-se a simulação do motor síncrono partindo com capacitor e resistência rotórica maior. A tensão aplicada foi de 115 Volts eficaz. O valor da resistência adotado é 60% maior que o valor normal.

As curvas de velocidade da figura 55 mostram os resultados obtidos com essa simulação. Observa-se que há um bom amortecimento das oscilações acompanhado de um sensível aumento no torque de partida. A sincronização contudo é prejudicada.

Um estudo mais completo para otimizar a máquina desta forma torna-se necessário, pois a adaptação da tensão dos enrolamentos a tensão interna gerada levará a novos valores de capacitor e resistência rotórica.

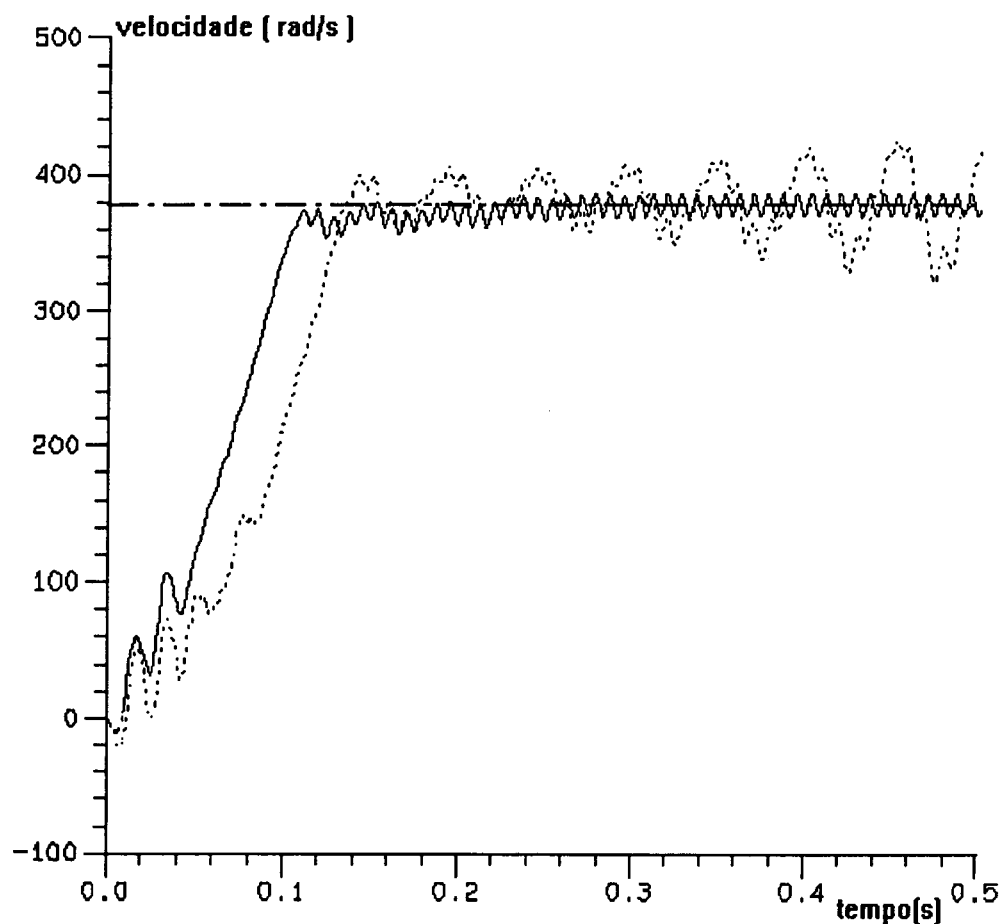


Figura 55. Curva de velocidade em função do tempo.

(partida com capacitor).

Linha tracejada: condutividade normal .

Linha contínua: partida com condutividade reduzida.

4-6- Simulação do motor síncrono a ferrite em carga.

Após verificar que o motor a ímãs de Ferrite apresenta capacidade de partida e sincronização fez-se o estudo do mesmo em carga. Três simulações foram portanto realizadas e são mostradas a seguir.

Nas duas primeiras simulações a carga é imposta com o motor já operando em regime permanente e tem como objetivo verificar se o motor suporta a carga nominal e qual o valor de carga máxima que pode ser aplicado sobre o mesmo.

Na terceira simulação a carga é aplicada no início do movimento. São comparados os resultados da partida do motor em carga com o PTC e com o capacitor de partida.

4.6.1- Primeira simulação

A velocidade síncrona é imposta no motor de 0 a 0.1 segundos. Em 0.1 segundos deixa-se o motor girar livremente para atingir o regime permanente.

A partir de 0.45 segundos uma rampa de carga é aplicada ao rotor da máquina conforme figura 56. O valor de carga que passa a atuar sobre o motor em 0.45 segundos é o valor do torque nominal do motor de indução ou seja 0,321 N.m.

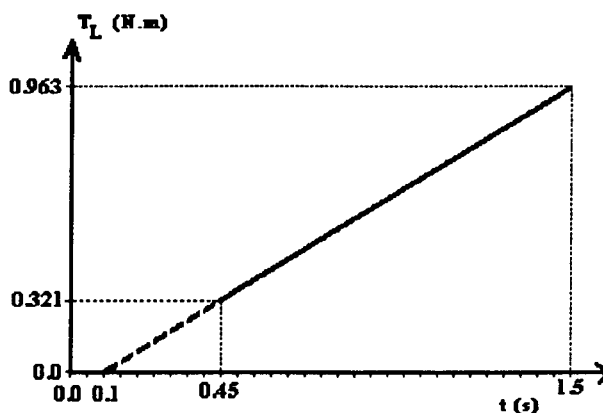


Figura 56. Reta de carga imposta ao segundo protótipo com ímãs de Ferrite.

Analisando-se a curva de velocidade na figura 57 observa-se que a mesma apresenta oscilações de torque sem porém sair do sincronismo. A máquina suportou o transitório que se seguiu à aplicação desta carga mostrando-se estável e suportou uma carga de 3 vezes o torque nominal.

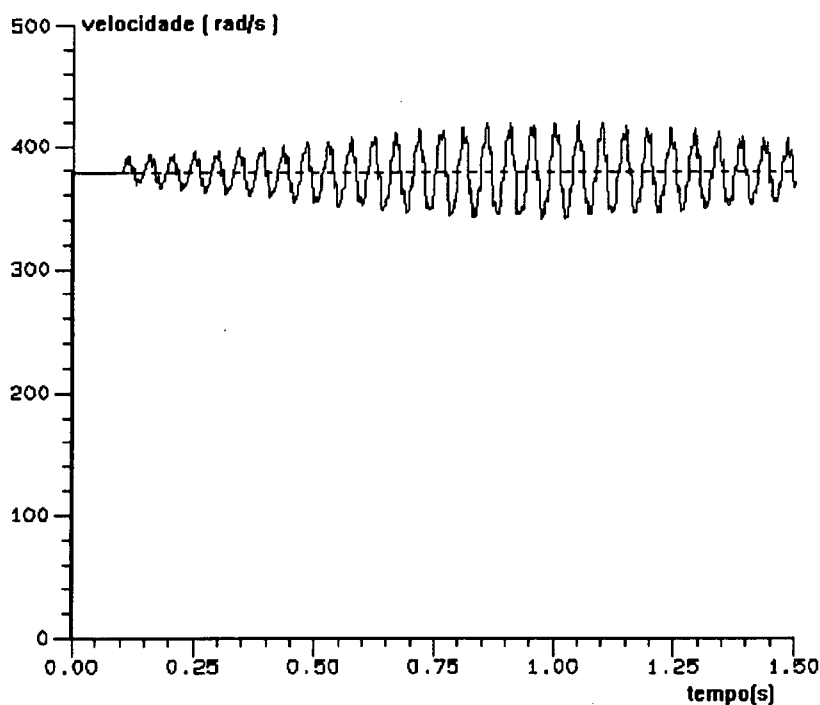


Figura 57. Curva de velocidade do segundo protótipo em carga.
(carga imposta a partir de 0.45 segundos)

4.6.2 - Segunda simulação

Após verificar que a máquina suportou um torque de carga 3 vezes o torque nominal, fez-se uma segunda simulação com o objetivo de verificar qual o torque de carga máximo suportado pela mesma.

Nesta simulação a velocidade síncrona é imposta no motor de 0 a 0,1 segundos. Em 0,1 segundos deixa-se o motor girar livremente e uma rampa de carga é imposta ao mesmo. A rampa de carga é definida de modo que em 3 segundos a mesma tenha um valor de 6 vezes o torque nominal do motor de indução conforme figura 58.

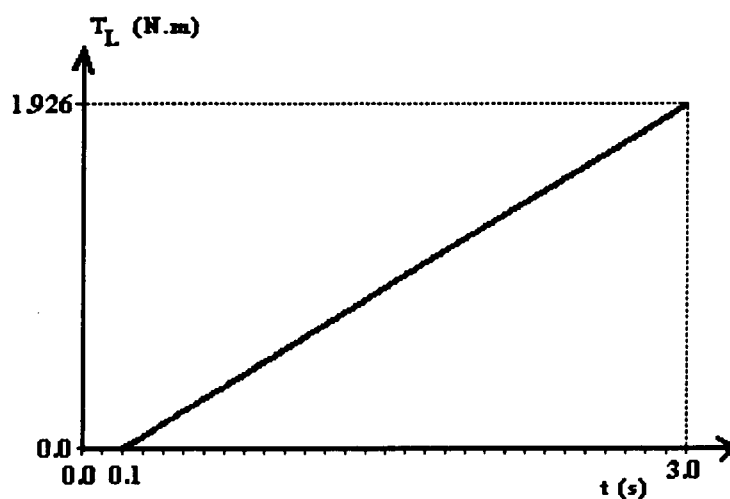


Figura 58. Reta de carga imposta ao segundo protótipo com ímãs de Ferrite.

As curvas de corrente dos enrolamentos e torque eletromagnético calculado estão mostradas nas figuras 59 e 60. Na curva de velocidade mostrada na figura 61 verifica-se que a máquina sai de sincronismo quando um valor de carga de aproximadamente 3,8 vezes o torque nominal é aplicado sobre o mesmo. A curva 61 expandida na região onde o motor sai de sincronismo é mostrada na figura 62 com a seta indicando o ponto onde a frequência dupla aparece (saída de sincronismo).

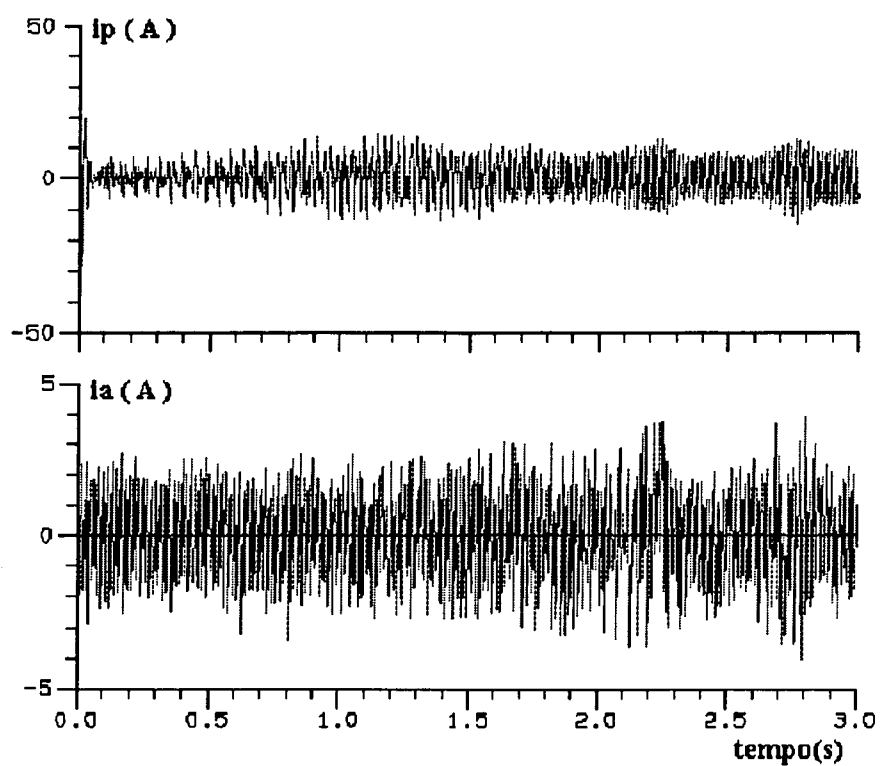


Figura 59. Curva de corrente do motor para o motor síncrono em carga.

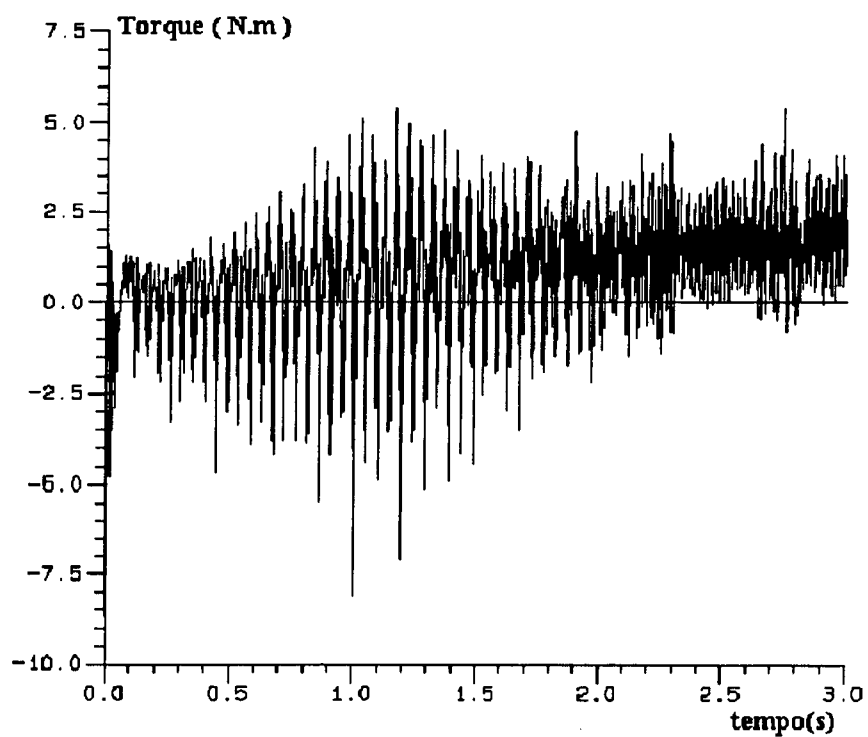


Figura 60. Torque eletromagnético calculado para o motor síncrono em carga.

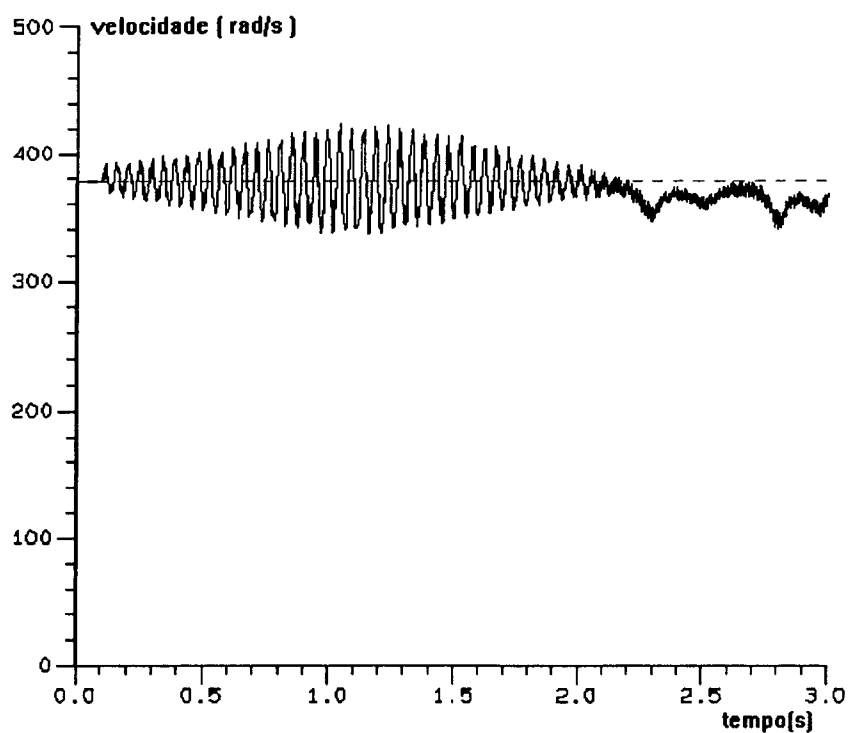


Figura 61. Curva de velocidade para o segundo protótipo em carga
(carga imposta a partir de 0,1 segundos)

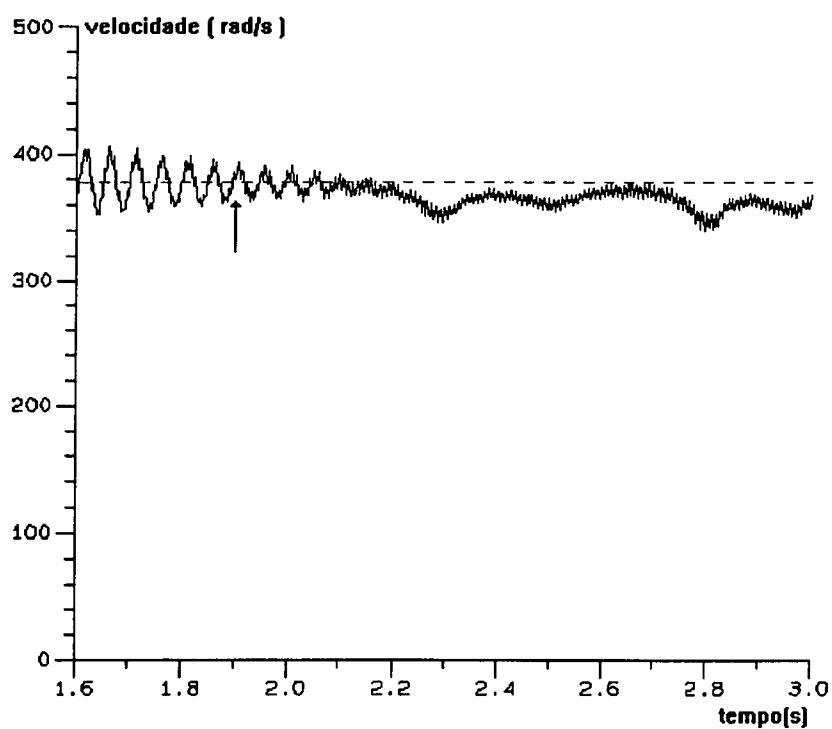


Figura 62. Curva do motor sob carga (região de saída de sincronismo).
Saída de sincronismo indicada pela seta (1.9 segundos)

4.6.3 - Terceira Simulação

Nesta simulação o motor síncrono deve partir com uma carga de 0.16 N.m (50% da carga nominal). Inicialmente o motor partiu com o PTC e depois uma nova simulação foi realizada com o motor partindo com o auxílio de um capacitor de partida de 150 μ F.

Na figura 63 as curvas de velocidade obtidas para as duas situações de partida estão sobrepostas. A análise das figuras confirma mais uma vez a eficiência do capacitor de partida . Enquanto o motor precisa de 6 ciclos para atingir a velocidade síncrona partindo com o PTC , a mesma velocidade é atingida em 4,2 ciclos quando o motor parte com o capacitor.

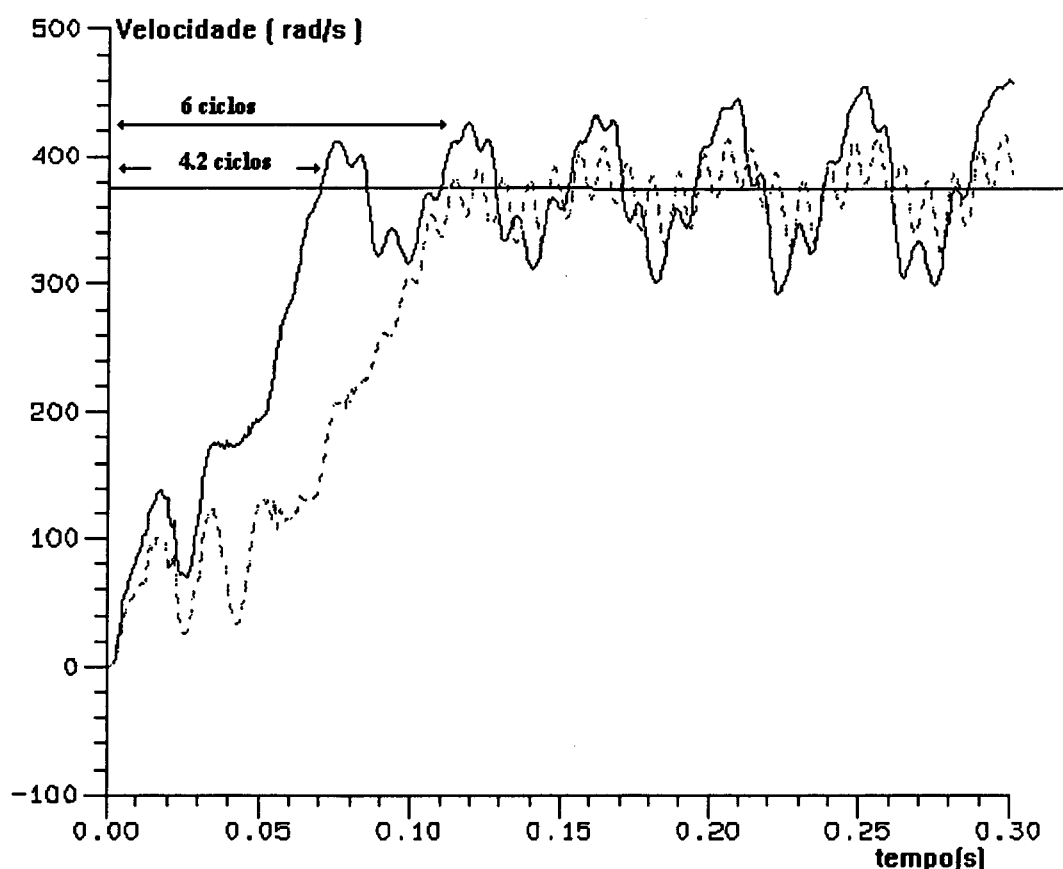


Figura 63. Partida do motor síncrono em carga.

Linha tracejada: Partida com PTC.

Linha contínua: Partida com capacitor de 150 μ F.

Os ensaios do motor trabalhando com Ferrite não foram possíveis devido a dificuldade em se encontrar o ímã com as dimensões necessárias ao projeto. Das simulações conclui-se que o uso da Ferrite é viável pois apresenta bom desempenho quando sob carga.

4.7 - Conclusão

Conforme resultados de simulação e experimentação obtidos com o segundo protótipo, verificou-se que o mesmo operando com ímãs de NdFeB e Ferrite apresentou um desempenho superior ao primeiro protótipo.

A eliminação das pontes de ferro aumentam o torque síncrono da máquina. O aumento do campo gerado pelo ímãs contudo faz com que a partida seja prejudicada. O emprego do capacitor de partida para solucionar este tipo de problema mostrou ser eficaz.

O estudo do motor com ímãs de Ferrite mostrou que é possível usar este tipo de material a fim de atender ao requisito custo, mantendo o valor de rendimento dentro de valores desejáveis.

Apesar dos resultados de simulação terem sido bastante satisfatórios, os mesmos foram feitos com uma tensão alta devido a não adaptação da tensão do enrolamento a f.e.m. Com isto obteve-se densidades de corrente muito altas na operação em regime permanente

Os resultados obtidos desta forma são bastante importantes pois fornecem informações que serão usados para o projeto definitivo de um motor síncrono a ímãs permanentes.

CONCLUSÃO GERAL

Conforme mencionado no início deste trabalho, o objetivo do mesmo era apresentar uma metodologia para o estudo e desenvolvimento de motores síncronos a ímãs permanentes.

Após breve introdução do modelo numérico, o mesmo foi empregado no estudo de um motor de indução a fim de ser validado. Os resultados obtidos via simulação quando comparados com resultados experimentais foram bastante satisfatórios. A metodologia foi então aplicada em dois protótipos do motor síncrono a ímãs. Os resultados de simulação e experimentais confirmaram as expectativas de maior rendimento deste motor em relação ao motor de indução.

O primeiro protótipo foi construído a partir de um motor de indução industrial. Operando a ímãs de NdFeB este protótipo apresentou um rendimento de aproximadamente 90% quando submetido a carga nominal e com tensão estatórica adaptada a f.e.m.

Apesar do resultado ter sido bastante animador, ficou evidente que a estrutura deste protótipo não poderia ser mantida devido a perda de fluxo nas pontes de ferro (região entre o espaço dedicado aos ímãs e as ranhuras do rotor). As perdas verificadas foram de 44% , o que comprometia o torque desenvolvido pela máquina.

Um segundo protótipo desta forma foi construído mantendo a bobinagem e as dimensões do primeiro protótipo . As pontes de ferro foram eliminadas e com isso um ganho de 33,3% de fluxo útil foi obtido, permitindo ao motor gerar um maior torque eletromagnético.

Os resultados experimentais e de simulação obtidos com o segundo protótipo operando a NdFeB foram bastante satisfatórios. O rendimento da máquina com carga nominal e tensão adaptada a f.e.m manteve-se acima de 90%. Contudo, o emprego do NdFeB a nível industrial a curto prazo seria prejudicado pelo seu elevado custo.

Substituiu-se deste modo o NdFeB por ímãs de Ferrite e fez-se uma série de simulações a fim de verificar as características de desempenho do mesmo.

O estudo feito com o segundo protótipo a ímãs de Ferrite mostrou que o emprego deste material é viável pois a máquina desenvolveu um alto valor de torque síncrono, suportando elevado valor de carga.

Para garantir melhores condições de partida é recomendado o uso de um capacitor de partida, mantendo-se entretanto um capacitor de marcha de menor capacitância de forma a garantir uma operação mais adequada ao funcionamento em regime permanente em carga.

As variações de parâmetros realizadas no estudo do segundo protótipo a imãs de Ferrite mostraram que existe a necessidade de adaptar o enrolamento da armadura à tensão da rede, o que não foi feito neste protótipo.

A variação da resistência da gaiola não se mostrou efetiva para adaptar as condições de operação da máquina na partida, entretanto resultados preliminares permitem esperar que este parâmetro possa ser usado para adaptar a impedância da máquina e com isto amortecer as oscilações de velocidade em regime permanente.

As ferramentas de análise que foram utilizadas neste estudo mostraram-se válidas e eficientes, entretanto, os tempos de cálculo são longos, exigindo critério na decisão de realizar uma simulação.

Os resultados obtidos servirão de base para o projeto de um MSIP que atenda aos requisitos esperados de elevado rendimento e desempenho dinâmico adequado.

Sugestões para sequência do trabalho :

As informações obtidas neste primeiro estudo são bastante importantes e estimulam a continuidade do trabalho. Algumas sugestões são dadas de forma a colaborar com a condução de estudos posteriores.

Conforme mostrado, o aumento das resistências das barras do rotor poderia amortecer as oscilações verificadas após o sincronismo. Uma investigação mais aprofundada acerca disto torna-se necessária. Esta investigação contudo deve ser feita levando em consideração o efeito da desmagnetização dos imãs durante a partida. Uma das contribuições da gaiola é proteger os imãs durante a partida e portanto esse efeito deve ser considerado.

A determinação de um modelo em regime permanente contribuiria enormemente para que determinadas informações fossem obtidas mais rapidamente.

Foi mencionado também no início do trabalho que as pesquisas com os motores síncronos a imãs permanentes tornaram-se mais intensas nos últimos 10 anos. Deste modo muitas dúvidas acerca do seu projeto e desempenho precisam ser esclarecidas, principalmente dos motores monofásicos.

Espera-se que as informações obtidas neste estudo possam contribuir para esclarecer algumas dessas dúvidas e principalmente, que somadas a resultados posteriores possam conduzir a um projeto definitivo do motor síncrono monofásico a imãs permanentes.

ANEXO A

EFEITO DE INCLINAÇÃO DAS RANHURAS NA FORMA DA ONDA DE TENSÃO INDUZIDA

Alguns motores de indução do tipo rotor em gaiola tem ranhuras que ao invés de estarem em paralelo com o eixo estão inclinadas em relação ao mesmo. Se as ranhuras do rotor ou estator são inclinadas, as variações na densidade de fluxo, puxada magnética (magnetic pull), e torque devidos às ranhuras abertas, serão deslocadas fasorialmente no tempo sobre a extensão do pacote, resultando em torque mais uniforme, menos ruído e melhor forma de onda de tensão.

Contudo, a inclinação aumenta a reatância de dispersão porque a tensão induzida pela componente fundamental senoidal da onda de fluxo é deslocada em sucessivos elementos de comprimento do condutor (rotor).

O fluxo estatórico pulsante (de fase) que atravessa o entreferro é :

$$\phi_1 = \phi_{m\acute{a}x} \text{sen}(\omega t) . \cos \theta \quad (3.a)$$

onde θ é o deslocamento angular e $\phi_{m\acute{a}x}$ é o fluxo máximo no tempo. Com a inclinação, o fluxo que é concatenado pelo enrolamento rotórico será :

$$\phi_2 = \phi_1 . \cos \alpha \quad (3.b)$$

onde α representa o ângulo de inclinação total, conforme mostra a figura 1.

Considerando que cada elemento de tensão, resultante em cada elemento de comprimento do condutor rotórico, está deslocado de um ângulo " dx " relativamente ao elemento anterior, resulta :

$$e_2(x) = E \frac{dx}{\alpha} (\cos x + j \text{sen } x) \quad (3.c)$$

onde x é o ângulo elétrico para um ponto do condutor rotórico, medido a partir do começo do pacote.

$\frac{dx}{\alpha} (\cos x + j \sin x)$ é o termo proporcional ao fluxo concatenado pelo elemento do condutor. O termo E representa a tensão induzida em um condutor reto (sem inclinação), ou seja, correspondente a um fluxo concatenado igual a ϕ_1 .

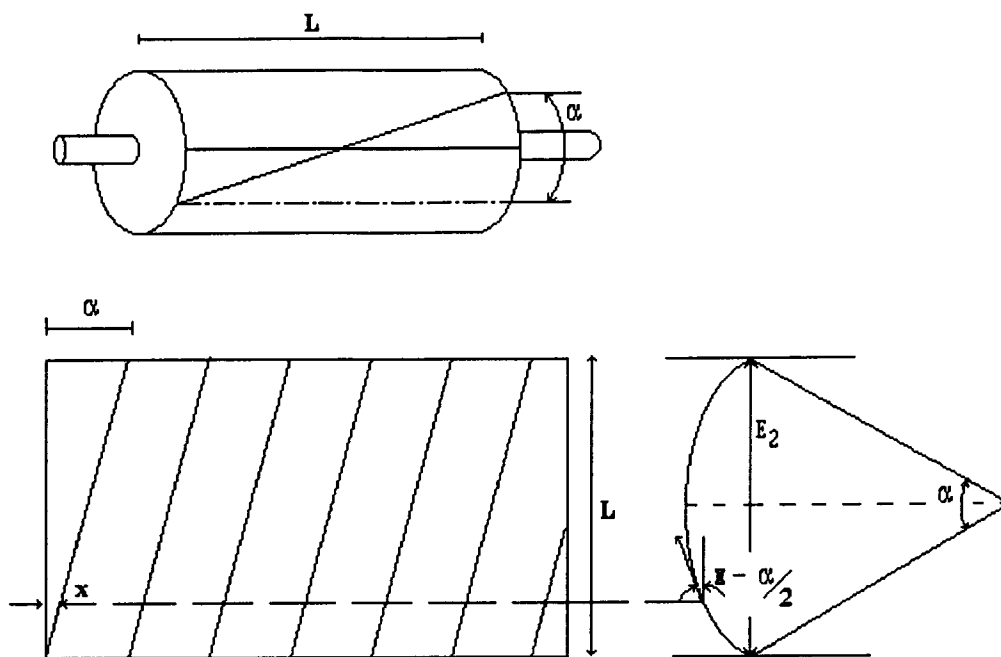


Figura 1. Inclinação de ranhura de rotor

O fluxo concatenado com o elemento de condutor será :

$$\phi_e = \phi_1 \cdot \cos \alpha \cdot \frac{dx}{\alpha} \quad (3.d)$$

A tensão resultante no condutor rotórico é a soma das projeções dos elementos de tensão sobre o ponto médio do pacote, ou seja, para $x = \frac{\alpha}{2}$. Portanto o fluxo para cada elemento de condutor será :

$$\phi_e = \phi_1 \cdot \cos \left(x - \frac{\alpha}{2} \right) \cdot \frac{dx}{\alpha} \quad (3.e)$$

e a tensão em cada elemento :

$$e_2 = \frac{d\phi_e}{dt} - \frac{E}{\alpha} \cdot \cos \left(x - \frac{\alpha}{2} \right) \cdot dx \quad (3.f)$$

A tensão resultante será :

$$E_2 = \int_0^\alpha \frac{E}{\alpha} \cos \left(x - \frac{\alpha}{2} \right) dx \quad (3.g)$$

O termo $\sin x$ na equação 3.c para a resultante fica anulado, deste modo a equação (3.g) acima fica :

$$E_2 = \frac{2E}{\alpha} \sin \left(\frac{\alpha}{2} \right) \quad (3.h)$$

Consequentemente a tensão resultante em cada condutor secundário é reduzida pelo fator de inclinação, dado por :

$$K_s = \frac{E_2}{E} = \frac{2 \sin(\alpha/2)}{\alpha} \quad (3.i)$$

O valor de α normalmente empregado é de um passo polar das ranhuras do estator.

BIBLIOGRAFIA:

- [1] **A.Levran, E.Levi**, "Design of Polyphase Motors with P.M. Excitation", IEEE Transactions on Magnetics, vol. Mag.20, n°3, May 1984, pp.507-515.
- [2] **V.B.Honsinger**, "Performance of Polyphase Permanent Magnet Machines", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-99, n°4, July/Aug. 1980, pp. 1510-1516.
- [3] **A.M.Osheiba, M.A.Rahman**, "Performance of Line-Start Single Phase Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE 1987, pp.104-108.
- [4] **M.A.Rahman, A.M.Osheiba**, "Performance of Large Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE Transaction Energy Conversion, vol.5, n°1, March 1990, pp. 211-216.
- [5] **V.B.Honsinger**, "Permanent Magnet Machines: Asynchronous Operation", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, n° 4, July/Aug 1980, pp. 1503-1509.
- [6] **V.B.Honsinger**, "The Fields and Parameters of Interior Type A.C. Permanent Magnet Machine", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. PAS 101, pp. 867-876, 1982.
- [7] **P.Enjeti, J.F.Lindsay, M.H.Rashid**, "Stability and Dinamic Performance of Variable Speed Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE - IECON'85, 1985, pp. 749-754.
- [8] **F.Parasiliti, P.Poffet**, "A Model for Saturation Effects in High-Field Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.4, n°3, September 1989, pp. 487-494.
- [9] **M.A.Rahman, T.A.Little, G.R.Slemon**, "Analytical Models for Interior-Type Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.Mag-21, n°5, September 1985, pp. 1741-1743.
- [10] **Ming De Chen, Enrico Levi**, "Iron Saturation Effects in PM A.C Motors", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.Mag.21, n°3, May 1985, pp.1262-1265.
- [11] **M.A.Rahman, A.M.Osheiba**, "Parameter Sensitivity Analysis for Line-Start Permanent Magnet Motors", Elettric Machines and Power Systems, 14:195-212,1988.

- [12] **Kunio Miyashita, Seiji Yamashita, Shoji Tanabe, Tadao Shimozu, Hiroshi Sento**, "Development of a High Speed 2-pole Permanent Magnet Synchronous Motor", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-99, n°6, Nov/Dec. 1980, pp. 2175-2181.
- [13] **Timothy E.Miller**, "Single-Phase Permanent Magnet Motor Analysis", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, n° 4, May/June 1985.
- [14] **R.Carlson, A.A.Tavares, J.P.Bastos, M.L.Mazenc**, "Torque Ripple Atenuation in Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 57-62, 1-5/October, 1989, San Diego (USA).
- [15] **M.P.Vinagre**, "Otimização de Projetos de Motores Síncronos a Imãs Permanentes", Tese de Doutorado, UFSC, 1991, pp.1-5.
- [16] **J.P.A. Bastos**, "Eletromagnetismo e Cálculo de Campos", Editora da UFSC, Florianópolis, 1989.
- [17] **Z. Ren**, "Contribution à la modélisation des machines életriques par résolution simultanée des équations du champ et des équations du circuit d'alimentation", Thèse de Docteur de l'INPT, Toulouse, 1984.
- [18] **G.Dhat, G. Touzot**, "Une présentation de la méthode des éléments finis", Maloine, Paris, 1984.
- [19] **J.C.Sabonnadiere, J.L.Coulomb**, "Eléments finis et CAO", Hermes Publishing, Paris, 1986.
- [20] **R.P.Silvester, R.L.Ferrari**, "Finite elements for electrical engineers", Second edition, Cambridge University Press, Cambridge, 1990.
- [21] **T.J.Chung**, "Finite element analysis in fluid dynamics", McGraw-Hill, New York, 1977.
- [22] **K.J.Bathe**, "Finite element procedures in engineering analysis", Prentice Hall, New-Jersey, 1982.
- [23] **A.Bossavit, C.Emson, I.D.Mayergoz**, "Méthodes numériques en életrromagnétisme", Editions Eyrolles, Paris, 1991.

- [24] **E.G.Strangas, K.R.Theis**, "Shaded pole motor design and evaluation using coupled field and circuit equations", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. Mag-21, n° 5 , pp. 1880-1882, September 1985.
- [25] **E.G.Strangas**, "Coupling the circuit equations to the non-linear time dependent field solution in inverter driven induction motors", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. Mag-21, n° 6, pp. 2408-2411, November 1985.
- [26] **N.Sadowski, Y.Lefèvre, M.Lajoie-Mazenc, J.Cros**, "Finite element torque calculation in electrical machines while considering the movement", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 28, n°2, pp. 1410-1413, March 1992.
- [27] **N.Sadowski, B.Carly, Y.Lefèvre, M.Lajoie-Mazenc, J.P.A.Bastos**, "Calculation of transient electromagnetic forces in an axisymmetrical electromagnet with conductive solid parts", COMPEL, Vol.11, N.1, pp.173-176, March 1992.
- [28] **J.M.Biedinger**, "Contribution à la modélisation numérique des machines électriques mobiles", Thèse de Dr.Ing., Université de Technologie de Compiègne, Compiègne, Mai 1981.
- [29] **J.Bigeon, J.C. Sabonnadière, J.L.Coulomb**, "Finite Element Analysis of an electromagnetic brake", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. Mag-19, n°6 , pp. 2632-2634, November 1983.
- [30] **B.Davat**, "Modeling of electromagnetic device", Dr.Sc.Physique Thesis, Toulouse, France, 1984 (in French).
- [31] **A.E.Fitzgerald, Charles Kingsley Jr. Alexander Kusko**, "Máquinas Elétricas", Editora McGraw-Hill do Brasil, Ltda.
- [32] **M.A.Rahman, G.R.Slemon**, "The Promising Applications of NdFeB Magnets in Eletrical Machines", IEEE Transaction on Magnetics, Vol.Mag-21, n° 5, September, 1985, pp. 1712-1716.
- [33] **Charles V. Jones**, "The Unified Theory of Electrical Machines", Butterworths, London, 1967.
- [34] **Alexander S. Langsdorf**, "Theory of Alternating Current Machinery", McGraw-Hill Book Company, INC, Second Edition.
- [35] **Ralph R. Lawrence, Henry E. Richards**, "Principles of Alternating-Current Machirery", McGraw-Hill Book Company, INC, Fourth Edition.
- [36] **Morris Jevons**, "Eletrical Machine Theory", Blackie, Glasgow, London, 1966.

- [37] **Nelson Sadowski**, "Modélisation des machines électriques à partir de la résolution des équations du champ en tenant compte du mouvement et du circuit d'alimentation (Logiciel EFCAD)", Tese de Doutorado, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1993.
- [38] **E. Richter, T.J.E.Miller, T.W.Neumann, T.L.Hudson**, "The Ferrite Permanent Magnet A.C. Motor - A Technical and Economical Assessment", 1984 IAS/IEEE Annual Meeting, 1984, pp. 1353-1358.
- [39] **T.J.E.Miller**, "Synchronization of Line-Start Permanent-Magnet AC Motors", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol.PAS. 103, n°7, July 1984, pp.1822-1828.
- [40] **Alfio Consoli, Angelo Raciti**, "Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE Transaction on Magnetics, 1989, pp.63-68.
- [41] **F.M.Abdel-Kader, S.M.Osheba**, "Performance Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors - Part I - Dinamic Performance", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.5, n° 2 , June 1990, pp. 366-373.
- [42] **F.M.Abdel-Kader, S.M.Osheba**, "Performance Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors - Part II - Operation from Variable Source and Transient Characteristics", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, n° 1 , March 1991, pp. 83-89.
- [43] **Jaime De La Ree, Nady Boules**, "Magnet Shaping to Reduce Induced Voltage Harmonics in P.M. Machines with Surface Mounted Magnets", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.6, n°1, March 1991, pp. 155-161.
- [44] **L.Chang, A.R.Eastham and G.E.Dawson**, "Permanent Magnet Synchronous Motor : Finite Element Torque Calculations", IEEE Transactions on Magnetics , 1989, pp. 69-73.
- [45] **R.Carlson, J.P.A.Bastos, S.R.Arruda, P.R.T. Rangel**, "Concepção de um Motor Síncrono a Imãs Permanentes com Partida Direta da Rede - Estruturas de Rotor", GRUCAD - CTC- UFSC- Brasil.
- [46] **Vineeta Gangla, Jaime De La Ree**, "Eletromechanical Forces and Torque in Brushless Permanent Magnet Machines", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6 , n° 3 , September 1991, pp. 546-552.
- [47] **F.Parasiliti, P.Poffet**, "A Model for Saturation Effects in High-Field Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 4, n° 3, September 1989, pp. 487-494.

- [48] **M.A.Rahman, T.A.Little, G.R.Slemon**, "Analytical Models for Interior-Type Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. Mag.21, n°5, September 1985.
- [49] **Prasad Enjeti, J.F.Lindsay, M.H.Rashid**, "Stability and Dynamic Performance of Variable Speed Permanent Magnet Synchronous Motors", IECON'85 , pp. 749-754.
- [50] **Longya Xu, Lurong Ye, Ahmed El Antably**, "A New Design Concept of Permanent Magnet Machine for Flux Weakening Operation", IEEE Transaction on Industry Applications, 1993, pp. 3-7.
- [51] **Tomy Sebastian**, "Temperature Effects on Torque Production and Efficiency of P.M. Motors Using NdFeB Magnets", IEEE Transaction on Industry Applications, 1993, pp. 78-83.
- [52] **Richard L. Nailen**, "The Remarkable Growth of the Permanent Magnet Motor Market", Eletrical Apparatus, July 1990, pp. 26-32.
- [53] **Shigeo Morimoto, Yoji Takeda, Takao Hirasa, Katsumori Taniguchi**, "Expansion of Operating Limits for Permanent Magnet Motor by Optimum Flux-Weakening", IEEE ,1989, pp.51-56.
- [54] **Zesheng Deng, I.Boldea, S.A.Nasar**, "Fields in Permanent Magnet Linear Synchronous Machines", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. Mag. 22, n° 2, March 1986, pp.107-111.
- [55] **J.E.Gould**, "Permanent Magnets - Characteristics and Applications", Eletrical Review, 17/24, December, 1971, pp. 894-896.
- [56] **Cyril G. Veinott**, "Theory and Design of Small Induction Motors", McGraw-Hill Book Company, INC , 1959.
- [57] **Enrico Levi**, "Polyphase Motors", John Wiley & Sons.
- [58] **Paul C. Krause**, "Analysis of Eletric Machinery", McGraw-Hill Book Company, 1986.
- [59] **Brian Chalmers, Alan Williamson**, "A.C. Machines - Eletromagnetics and Design", Research Studies Press LTD, 1991.
- [60] **B.E.Cahill, M.A.Adkins**, "The Permanente Magnet Synchronous Motor", The Institution of Electrical Engineers, Paper n° 3977 U, Dec. 1962, pp. 483-491.

- [61] **John F.H.Douglas**, "Current Loci of Permanent Magnet Synchronous Motors: An Extension Blondel Theory", Paper presented at AIEE Winter General Meeting, New York, February 1-6, 1959, pp. 76-78.
- [62] **Maurice W. Brainard**, "Synchronous Machines with Rotating Permanent Magnet Fields- Part I Characteristics and Mechanical Construction", Paper presented at AIEE Summer General Meeting, Minneapolis, June 23-27, 1952, pp. 670-676.
- [63] **Fritz Strauss**, "Synchronous Machines with Rotating Permanent Magnet Fields- Part II - Magnetic and Eletrical Design Considerations", Paper presented at AIEE Summer General Meeting, Minneapolis, June 23-27, 1952, pp. 887-893.
- [64] **F.W.Merril**, "Permanent Magnet Excited Synchronous Motors", Paper presented at AIEE Fall General Meeting, Chicago, October 11-15, 1954, pp. 1754-1760.
- [65] **N.Sadowski, R.Carlson, S.R.Arruda, C.A. da Silva, M.Lajoie-Mazenc**, "Simulation of Single-Phase Induction Motor by a General Method Coupling Field and Circuit Equations", Abstract presented at CEFC, Grenoble, July, 1994.
- [66] **N.Sadowski, R.Carlson, C.A.da Silva, L.V.Dokonal**, "Simulation of Single Phase Induction Motors by Simultaneous Solution of Electrical and Field Equations", Paper presented at ICEM 94, Sep.1994, Gif-sur-Yvette, France.
- [67] **R.Carlson, N.Sadowski, S.R.Arruda, C.A. da Silva, L.Von.Dokonal**, "Single Phase Line-Started Permanent Magnet Motor Analysis Using Finite Element Method", Paper presented at IAS 94, Oct.1994, Denver (Co), (USA)